

**UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MADRID**

**ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR**



## **PROYECTO FIN DE CARRERA**

**Diseño de antenas sobre guía de onda ranurada con control de  
alimentación mediante tornillos de sintonía laterales**

**María del Pilar de las Heras Gómez**

**Julio 2015**



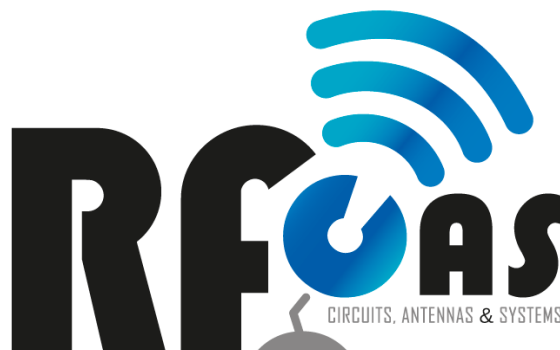
# **Diseño de antenas sobre guía de onda ranurada con control de alimentación mediante tornillos de sintonía laterales**

**AUTOR: María del Pilar de las Heras Gómez**

**TUTOR: Pablo Sánchez Olivares**

**PONENTE: José Luis Masa Campos**

**Grupo de Radiofrecuencia, Circuitos, Antenas y Sistemas  
Dpto. de Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones  
Escuela Politécnica Superior  
Universidad Autónoma de Madrid  
Julio de 2015**







## RESUMEN

---

Este proyecto de fin de carrera ha tenido por objetivo la realización y posterior fabricación de antenas en guía de onda ranurada, con control de alimentación mediante tornillos de sintonía laterales. La banda de frecuencias en la que se ha trabajado ha sido la banda Ku (11-12GHz). Los elementos radiantes que se han diseñado son ranuras longitudinales rectangulares colocadas en la cara superior de la guía de onda rectangular.

El diseño de arrays de antenas es complejo debido al control que se debe tener en cuanto a la cantidad de potencia que radia cada elemento. Se suelen diseñar sin tener en cuenta el acoplo entre elementos, lo que puede dar diferencias entre los resultados simulados y medidos.

Otro de los problemas que se pueden encontrar para obtener estas variaciones en los resultados viene dado por problemas en el proceso de fabricación.

Mediante los tornillos de sintonía se pretende compensar estas variaciones existentes a la hora de desarrollar arrays lo cual facilitaría su fabricación.

Con la penetración de los tornillos se pretende desplazar “virtualmente” las líneas de densidad de corriente que se producen en la superficie de la guía de onda. Con ello se pretende que, al desplazarlo, la ranura colocada en una posición determinada modifique su acoplo a medida que se desplacen las líneas. De esta manera se propone conseguir una variación en los parámetros de alimentación y/o fase para poder adaptar la misma a cada situación.

El diseño, fabricación y medida ha sido llevado a cabo en su mayor parte en las instalaciones del grupo RFCAS de la Escuela Politécnica Superior, exceptuando algunas piezas que han sido fabricadas en un taller externo.

## Palabras Clave

---

Guía de onda, antena, ranura, acoplo, parámetros S, adaptación, diagrama de radiación, sintonía, tornillo, array lineal, red de alimentación, error de fabricación, sustrato, reflexión.



## ABSTRACT

---

The aim of this project is the design and manufacture of slotted waveguide antennas, with power control using side tuning screws. The frequency band used in this project is the Ku band (11 – 12 GHz). The radiating elements, that have been design, are longitudinal slots placed on the upper face of the rectangular waveguide.

The design of an antenna array is complex because there must be a hard control of the radiated power of each unitary element. Usually, these kind of antennas are designed not taking into account the mutual coupling effects between elements, which can create differences between the simulations and the experimental results.

Another typical problem, that can result in these variations are the mistakes that appear during the manufacturing process.

In order to correct the mentioned errors and facilitate the manufacturing process several tuning screws have been introduced in the unitary element.

With the penetration of the screws a “virtual” movement of the current density lines generated on the surface of the waveguide is aimed, making a change in the coupling of the slot possible.

Therefore it is tried to obtain a variation in the feeding coefficient of the radiating elements for adapting the same variation for each situation.

The array design, manufacturing and measuring process has been carried out mostly at the RFCAS facilities in Escuela Politecnica Superior, excluding the manufacture of some pieces that have been made at an external workshop.

## Key Words

---

Waveguide, antenna slot, coupling, S parameters, adaptation, radiation pattern, tuning, screw, linear array, feeding network, manufacturing error, substrate, reflection



## **Agradecimientos**

*Me siento una persona realmente afortunada, durante toda mi vida, ahora en la carrera y durante todo el proyecto, he contado con gente a mi lado que me ha apoyado y, aunque estas palabras no consigan reflejar todo lo agradecida que estoy por ello, merecen estas pequeñas líneas.*

*Primero, la persona que me ha guiado desde el principio con este proyecto, Pablo, creo que eres el mejor tutor que uno podría tener, creo que hay poca gente que ponga tanto empeño y dedicación en lo que hace. Gracias por atender siempre mis dudas y reflexiones con una sonrisa, por todos los momentos de risas, simplemente...por todo.*

*José Luis Masa, gracias por darme la oportunidad de realizar este proyecto, creo que TRSF (aunque no aprobase a la primera), fue la asignatura que me hizo decidirme por este camino, y la conversación sobre los diferentes proyectos que ofertabais hizo afianzar la idea de que yo era una persona de radiofrecuencia.*

*A todos los profesores que he tenido....gracias*

*A mi querido RFCAS, habéis hecho que este camino sea más sencillo y más alegre, me quedo con todos los momentos vividos en el laboratorio, todos los cafés, todos aquellos momentos que ahora recuerdo y me sacan una gran sonrisa. Desde luego pienso volver de vez en cuando para crear nuevos :)*

*Cobos, Guli, empezamos juntos el camino y, al parecer, finalizamos a la par, no podría ser un mejor final.*

*Cobos, como decimos a nuestra manera “menos mal que nos llevamos bien” porque sin todos esos momentos geniales el camino no habría sido lo mismo, por cierto, me sigues debiendo media palmera :)*

*Guli, compañero de batalla y de renfe, gracias por todos los momentos de risas y los no tan risas donde siempre me has apoyado, por los piques con Cobos por las páginas y las palabras, por las bromas, por el “hola hola” de tu llegada al laboratorio que avecinaba que la tarde sería productiva y alegre.*

*Al VPU y Julia, porque sois geniales.*

*A todos los compañeros que he tenido durante la carrera, por todos los momentos de risas (sí lo sé me he pasado la carrera sonriendo), los momentos de estudio, por las horas en los laboratorios haciendo prácticas que tanto he disfrutado. Carol, Cris, Mónica, Guada, Pablo, Isma, sin vosotros estos años no habrían sido lo mismo.*

*Eva Morodo, eres una amiga a la que pienso seguir dando la vara y cantando por WhatsApp, gracias por toda la ayuda que siempre me has dado, por escucharme, por animarme, por estar siempre ahí.*

*Gracias al Centro de Estudios de Posgrado, por la oportunidad que me dieron de formar parte del equipo, Especial mención merecen Almudena, Javi, Santiago, Alba, Rocío y Gema, grandes compañeros (ahora amigos), espero que las quedadas no se queden en el olvido. Nines, por la oportunidad brindada, Rafa y José María, desde luego el CEP no sería lo mismo sin vosotros, gracias a todos.*

*Es el momento de mencionar a mi grupo, a las de siempre, Alba, Eva, María Luisa y Raquel, ya son muchos años juntas, las palabras se las lleva el viento pero me quedo con todos los momentos, por los momentos que vendrán, por ser una piña con la que siempre contar.*

*A Bea, por los fines de semana de gimnasio y piscina donde íbamos “a ponernos más fuertes que el vinagre”.*

*Álex, por estar siempre ahí, aunque no nos veamos mucho....gracias.*

*A mis Sanseros (Jesús N, Gema, Sonia, Jesús), porque sois increíbles, gracias por todos los momentos, presentes y futuros.*

*A mi familia, a todos y cada uno de ellos porque cada uno a su manera siempre han estado pendientes de mí. Tío Alberto, tía Maribel, este camino se ha hecho mucho más sencillo con vosotros.*

*Cuñados, Toni, Iván, gracias por lo bien que lo hemos pasado estos años, porque sois los mejores, porque sabéis lo que significáis para mí. Gracias*

*A Maite, mi hermana, porque yo de mayor quiero ser como tú, aunque eres totalmente inigualable, porque un pedazo de este proyecto es tuyo, gracias por todo se quedaría corto, siempre has estado apoyándome, haciéndome reír (lo sé toda la vida riendo) porque sin ti, este no habría sido el final del cuento.*

*Mamá, tu fortaleza y tu sonrisa me asombra cada día, gracias por todo se quedaría corto, aunque el mundo sea negro, me has enseñado a vivir la vida con una sonrisa.*

*Papá, te admiró, me enseñaste que el esfuerzo y la dedicación tiene su recompensa, el valor de la amistad, me has enseñado tanto que no podría resumirlo con palabras, sé que aunque no estés aquí, de alguna manera sí que lo estás.*

*Mamá, Papá, Maite gracias por no dejarme caer y ayudarme a levantarme, porque si esto ha sido posible ha sido gracias a vosotros.*

*A Raúl, por ser más que un gran compañero de prácticas, un gran novio, hemos vivido juntos tantas cosas que entre nosotros sobran las palabras...echaré de menos tantas horas de laboratorio, pero es momento de empezar a vivir nuevas aventuras juntos.*

*Esto se acaba...no sin antes una sonrisa ☺*

*Hakuna Matata...vive y sé feliz....(El rey León)*

*Pili*

# ÍNDICE DE CONTENIDOS

<b>1</b>	<b>INTRODUCCIÓN .....</b>	<b>1</b>
1.1	MOTIVACIÓN .....	3
1.2	OBJETIVOS .....	3
1.3	ORGANIZACIÓN DE LA MEMORIA .....	4
<b>2</b>	<b>ESTADO DEL ARTE .....</b>	<b>5</b>
2.1	INTRODUCCIÓN .....	7
2.2	PRINCIPIOS BÁSICOS DE ANTENAS .....	7
2.2.1	<i>Concepto de antena</i> .....	7
2.2.2	<i>Tipos de antenas</i> .....	7
2.3	PARÁMETROS DE UNA ANTENA .....	10
2.3.1	<i>Impedancia de entrada</i> .....	10
2.3.2	<i>Parámetros de dispersión (Parámetros S)</i> .....	11
2.3.3	<i>Adaptación</i> .....	12
2.3.4	<i>Relación de onda estacionaria (SWR)</i> .....	14
2.3.5	<i>Diagrama de Radiación</i> .....	14
2.3.6	<i>Intensidad de Radiación</i> .....	16
2.3.7	<i>Directividad y Ganancia</i> .....	17
2.3.8	<i>Eficiencia</i> .....	18
2.3.9	<i>Polarización</i> .....	18
2.3.10	<i>Ancho de banda</i> .....	19
2.4	TEORÍA DE GUÍAS DE ONDA .....	20
2.4.1	<i>Modos de propagación</i> .....	20
2.4.2	<i>Tipos de guías de onda</i> .....	21
2.4.3	<i>Iris en guía de onda</i> .....	23
2.4.4	<i>Alimentación en guía de onda</i> .....	24
2.5	TEORÍA MICROSTRIP .....	25
2.6	ELEMENTOS RADIANTES .....	26
2.6.1	<i>Parches</i> .....	26
2.6.2	<i>Ranuras</i> .....	27
2.7	ARRAYS DE ANTENAS .....	29
2.7.1	<i>Arrays lineales</i> .....	31
2.7.2	<i>Arrays planos</i> .....	31
2.7.3	<i>Phased Array</i> .....	32
2.8	HERRAMIENTAS DE DISEÑO Y SIMULACIÓN .....	32
2.8.1	<i>CST Microwave Studio</i> .....	32
2.8.2	<i>Advanced Design System (ADS)</i> .....	33
2.8.3	<i>Solid Edge</i> .....	34
2.8.4	<i>AutoCAD</i> .....	34
<b>3</b>	<b>DISEÑO DEL ELEMENTO UNITARIO .....</b>	<b>37</b>
3.1	INTRODUCCIÓN .....	39
3.2	GUÍAS DE ONDA DE ALIMENTACIÓN .....	40
3.3	RANURA LONGITUDINAL .....	40
3.3.1	<i>Entorno de simulación del elemento unitario</i> .....	42
3.3.2	<i>Ranura resonante impresa en sustrato</i> .....	42
3.3.3	<i>Acoplo de la ranura en diferentes posiciones</i> .....	44
3.4	RANURA LONGITUDINAL CON IRIS .....	48
3.5	RANURA LONGITUDINAL CON TORNILLOS .....	53
3.5.1	<i>Ranura en el borde con un tornillo</i> .....	54
3.5.2	<i>Ranura en el borde con dos tornillos</i> .....	67
3.5.3	<i>Análisis de Ranuras para cubrir rango completo de acoplo</i> .....	75
3.5.4	<i>Tornillos colocados en el lado de la ranura</i> .....	80
3.5.5	<i>Análisis de modos superiores</i> .....	83

3.6	CONCLUSIONES DEL ELEMENTO UNITARIO .....	86
<b>4</b>	<b>FABRICACIÓN Y MEDIDA DEL ELEMENTO UNITARIO .....</b>	<b>89</b>
4.1	CONSTRUCCIÓN DEL ELEMENTO UNITARIO CON TRIPLE TORNILLO DE SINTONÍA.....	91
4.1.1	<i>Fabricación de la ranura .....</i>	<i>91</i>
4.1.2	<i>Fabricación de las piezas metálicas .....</i>	<i>93</i>
4.2	MEDIDA DEL PROTOTIPO FABRICADO.....	97
4.3	CONCLUSIONES DE LAS MEDIDAS DEL ELEMENTO UNITARIO .....	105
<b>5</b>	<b>DISEÑO DEL ARRAY LINEAL .....</b>	<b>107</b>
5.1	INTRODUCCIÓN .....	109
5.2	CONSIDERACIONES DEL DISEÑO DEL ARRAY .....	109
5.3	DISEÑO DEL ARRAY INICIAL .....	111
5.3.1	<i>Array de 10 elementos colocados en línea (<math>\lambda_g</math>) .....</i>	<i>113</i>
5.3.2	<i>Array de 10 elementos contrapeados (<math>\lambda_g/2</math>) .....</i>	<i>114</i>
5.3.3	<i>Array de 10 elementos colocados en línea (<math>0.75\lambda_g</math>) .....</i>	<i>114</i>
5.3.4	<i>Array de 19 elementos contrapeados (<math>0.375\lambda_g</math>) .....</i>	<i>116</i>
5.4	DISEÑO DEL ARRAY CON TORNILLOS DE SINTONÍA .....	117
5.4.1	<i>Array de 19 elementos contrapeados (<math>0.375\lambda_g</math>) con tornillos de sintonía .....</i>	<i>119</i>
5.4.2	<i>Array de 10 elementos colocados en línea (<math>0.75\lambda_g</math>) con tornillos de sintonía .....</i>	<i>129</i>
5.5	CONCLUSIONES DEL ARRAY .....	139
<b>6</b>	<b>FABRICACIÓN Y MEDIDA DEL ARRAY LINEAL .....</b>	<b>141</b>
6.1	CONSTRUCCIÓN DEL ARRAY DISEÑADO .....	143
6.1.1	<i>Pieza metálica.....</i>	<i>143</i>
6.1.2	<i>Ranuras.....</i>	<i>145</i>
6.2	MEDIDA DEL ARRAY DISEÑADO .....	146
6.2.1	<i>Array de 19 elementos contrapeados (<math>0.375\lambda_g</math>) con tornillos de sintonía .....</i>	<i>148</i>
6.3	ARRAY DE 10 ELEMENTOS COLOCADOS EN LÍNEA ( $0.75\lambda_g$ ) CON TORNILLOS DE SINTONÍA.....	151
6.4	CONCLUSIONES DE LAS MEDIDAS REALIZADAS.....	154
<b>7</b>	<b>CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO.....</b>	<b>157</b>
7.1	CONCLUSIONES.....	159
7.2	TRABAJO FUTURO.....	160
	<b>REFERENCIAS .....</b>	<b>161</b>
	<b>ANEXOS .....</b>	<b>I</b>
A	CALIBRACIÓN TRL .....	I
B	MEDIDAS EN LA CÁMARA ANECOICA.....	VII
C	PLANOS.....	XV
C.1	PLANOS DEL ELEMENTO UNITARIO .....	XV
C.2	PLANO DEL ARRAY .....	XVI
D	CIRCUITOS IMPRESOS .....	XVII



## ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA 2.1 TIPOS DE ANTENAS EN FUNCIÓN DE SU FRECUENCIA DE OPERACIÓN .....	8
FIGURA 2.2 ESQUEMA DE FUNCIONAMIENTO DE UNA ANTENA INTELIGENTE.....	9
FIGURA 2.3 ANTENAS DE APERTURA.....	10
FIGURA 2.4 RED DE DOS TERMINALES.....	11
FIGURA 2.5 ANTENA CONECTADA A UN GENERADOR MEDIANTE LÍNEA DE TRANSMISIÓN .....	13
FIGURA 2.6 SISTEMA DE COORDENADAS ESFÉRICAS.....	15
FIGURA 2.7 DIAGRAMA DE RADIACIÓN EN 2D .....	15
FIGURA 2.8 TIPOS DE DIAGRAMAS DE RADIACIÓN EN 3D .....	16
FIGURA 2.9 REFERENCIA DEL ÁNGULO SÓLIDO .....	17
FIGURA 2.10 ELIPSE DE POLARIZACIÓN .....	18
FIGURA 2.11 POLARIZACIÓN LINEAR Y CIRCULAR.....	19
FIGURA 2.12 GUÍA DE ONDA RECTANGULAR .....	21
FIGURA 2.13 ATENUACIÓN DE GUÍA RECTANGULAR [8] .....	22
FIGURA 2.14 GUÍA DE ONDA CIRCULAR .....	22
FIGURA 2.15 ATENUACIÓN DE GUÍA CIRCULAR .....	23
FIGURA 2.16 TIPOS DE IRIS EN GUÍA DE ONDA .....	23
FIGURA 2.17 CONECTOR COAXIAL .....	24
FIGURA 2.18 POSICIÓN Y LONGITUD DEL CONECTOR.....	24
FIGURA 2.19 LÍNEA MICROSTRIP .....	25
FIGURA 2.20 LÍNEAS DE CAMPO ELÉCTRICA EN LÍNEA MICROSTRIP .....	26
FIGURA 2.21 PARCHE RADIANTE.....	27
FIGURA 2.22 RANURAS .....	27
FIGURA 2.23 DIFERENTES RANURAS SOBRE GUÍA DE ONDA .....	28
FIGURA 2.24 ARRAY LINEAL .....	29
FIGURA 2.25 ARRAY PLANO.....	29

FIGURA 2.26 ARRAY CONFORMADO.....	30
FIGURA 2.27 ARRAY LINEAL DE N ELEMENTOS EQUIESPACIADOS SEPARADOS UNA DISTANCIA D. 31	
FIGURA 2.28 ARRAY PLANO DE MxN ELEMENTOS .....	32
FIGURA 2.29 RADAR CONSTRUIDO CON PHASED ARRAY PAVE PAWS EN ALASKA.....	32
FIGURA 2.30 ENTORNO DE DISEÑO CST MICROWAVE STUDIO .....	33
FIGURA 2.31 INTERFAZ DE ADS. LAYOUT (IZQUIERDA) Y ESQUEMÁTICO (DERECHA).....	34
FIGURA 2.32 ENTORNO DE DISEÑO SOLID EDGE.....	34
FIGURA 2.33 ENTORNO AUTOCAD.....	35
FIGURA 3.1 DESCRIPCIÓN DEL DESPLAZAMIENTO VIRTUAL DE LA RANURA USANDO TORNILLOS ..	39
FIGURA 3.2 DISEÑO DEL ELEMENTO UNITARIO CON LA RANURA COLOCADA EN DIFERENTES POSICIONES DE LA GUÍA DE ONDA .....	41
FIGURA 3.3 PUERTOS DEL ELEMENTO UNITARIO.....	42
FIGURA 3.4 RANURA COLOCADA SOBRE GUÍA DE ONDA Y SOBRE SUSTRATO .....	43
FIGURA 3.5 NIVEL DE ACOPLLO MODIFICACIÓN LA LONGITUD DE LA RANURA EN LONGITUDES DE ONDA SOBRE GUÍA DE ONDA .....	43
FIGURA 3.6 NIVEL DE ACOPLLO, MODIFICACIÓN LA LONGITUD DE LA RANURA EN NÚMERO LONGITUDES DE ONDA SOBRE SUSTRATO.....	43
FIGURA 3.7 ESQUEMA DEL MOVIMIENTO DE LA RANURA POR LA GUÍA DE ONDA .....	45
FIGURA 3.8 NIVEL DE ACOPLLO DE UNA RANURA EN DIFERENTES POSICIONES SOBRE GUÍA DE ONDA .....	45
FIGURA 3.9 REFLEXIÓN (EN dB) DE UNA RANURA EN DIFERENTES POSICIONES SOBRE GUÍA DE ONDA .....	45
FIGURA 3.10 CARTA DE SMITH DE UNA RANURA EN DIFERENTES POSICIONES SOBRE GUÍA DE ONDA .....	46
FIGURA 3.11 FASE DE UNA RANURA EN DIFERENTES POSICIONES SOBRE GUÍA DE ONDA.....	46
FIGURA 3.12 NIVEL DE ACOPLLO DE UNA RANURA EN DIFERENTES POSICIONES SOBRE SUSTRATO .	46
FIGURA 3.13 REFLEXIÓN (EN dB) DE UNA RANURA EN DIFERENTES POSICIONES SOBRE SUSTRATO .....	47
FIGURA 3.14 CARTA DE SMITH DE UNA RANURA EN DIFERENTES POSICIONES SOBRE SUSTRATO...	47
FIGURA 3.15 FASE DE UNA RANURA EN DIFERENTES POSICIONES SOBRE SUSTRATO .....	47

FIGURA 3.16 DEFINICIÓN DE LAS REGIONES DE TRABAJO DE LOS IRISES.....	49
FIGURA 3.17 IRIS EN GUÍA DE ONDA CENTRADO .....	49
FIGURA 3.18 NIVEL DE ACOPLO CON EL IRIS COLOCADO EN EL MEDIO MODIFICANDO LIRIS=1:10 Y WIRIS=1:10 .....	50
FIGURA 3.19 CARTA DE SMITH CON EL IRIS COLOCADO EN EL MEDIO MODIFICANDO LIRIS=1:10 Y WIRIS=1:10 .....	50
FIGURA 3.20 NIVEL DE ADAPTACIÓN CON EL IRIS COLOCADO EN EL MEDIO MODIFICANDO LIRIS=1:10 Y WIRIS=1:10 .....	51
FIGURA 3.21 FASE DE LA ESTRUCTURA CON EL IRIS COLOCADO EN EL MEDIO MODIFICANDO LIRIS=1:10 Y WIRIS=1:10.....	51
FIGURA 3.22 NIVEL DE ACOPLO CON EL IRIS COLOCADO EN EL MEDIO MODIFICANDO LIRIS=10:20 Y WIRIS=1:10 .....	52
FIGURA 3.23 NIVEL DE ADAPTACIÓN CON EL IRIS COLOCADO EN EL MEDIO MODIFICANDO LIRIS=10:20 Y WIRIS=1:10.....	52
FIGURA 3.24 CARTA DE SMITH CON EL IRIS COLOCADO EN EL MEDIO MODIFICANDO LIRIS=10:20 Y WIRIS=1:10 .....	52
FIGURA 3.25 ESQUEMA DE COLOCACIÓN DE UN TORNILLO COLOCADO EN EL CENTRO EN LA CARA LATERAL DE LA GUÍA DE ONDA .....	54
FIGURA 3.26 ELEMENTO UNITARIO CON EL TORNILLO COLOCADO EN EL CENTRO DE LA RANURA Y LA GUÍA DE ONDA .....	54
FIGURA 3.27 NIVEL DE ACOPLO INTRODUCIENDO EL TORNILLO COLOCADO EN EL CENTRO DE LA GUÍA DE ONDA Y LA RANURA.....	55
FIGURA 3.28 CARTA DE SMITH INTRODUCIENDO EL TORNILLO COLOCADO EN EL CENTRO DE LA GUÍA DE ONDA Y LA RANURA .....	55
FIGURA 3.29 ADAPTACIÓN EN DB INTRODUCIENDO UN TORNILLO COLOCADO EN EL CENTRO DE LA GUÍA DE ONDA Y LA RANURA.....	55
FIGURA 3.30 FASE DEL ELEMENTO INTRODUCIENDO UN TORNILLO COLOCADO EN EL CENTRO DE LA GUÍA DE ONDA Y LA RANURA.....	56
FIGURA 3.31 ESTRUCTURA DE LA GUÍA DE ONDA CON EL TORNILLO COLOCADO DESPLAZADO HACIA LA REGIÓN 2.....	57
FIGURA 3.32 NIVEL DE ACOPLO INTRODUCIENDO EL TORNILLO COLOCADO A $D_{T2}=+3\text{MM}$ .....	58
FIGURA 3.33 CARTA DE SMITH INTRODUCIENDO EL TORNILLO COLOCADO A $D_{T2}=+3\text{MM}$ .....	58
FIGURA 3.34 FASE DE LA ESTRUCTURA INTRODUCIENDO EL TORNILLO COLOCADO A $D_{T2}=+3\text{MM}$ .	58
FIGURA 3.35 NIVEL DE ACOPLO INTRODUCIENDO EL TORNILLO COLOCADO A $D_{T2}=+6\text{MM}$ .....	59

FIGURA 3.36 CARTA DE SMITH INTRODUCIENDO EL TORNILLO COLOCADO A $D_{T2}=+6\text{MM}$ .....	59
FIGURA 3.37 FASE DE LA ESTRUCTURA INTRODUCIENDO EL TORNILLO COLOCADO A $D_{T2}=+6\text{MM}$ ..	60
FIGURA 3.38 NIVEL DE ACOPLLO INTRODUCIENDO EL TORNILLO COLOCADO A $D_{T2}=+9\text{MM}$ .....	60
FIGURA 3.39 CARTA DE SMITH INTRODUCIENDO EL TORNILLO COLOCADO A $D_{T2}=+9\text{MM}$ .....	61
FIGURA 3.40 FASE DE LA ESTRUCTURA INTRODUCIENDO EL TORNILLO COLOCADO A $D_{T2}=+9\text{MM}$ .	61
FIGURA 3.41 ESQUEMA DE COLOCACIÓN DE UN TORNILLO EN LA CARA LATERAL DE LA GUÍA DE ONDA.....	63
FIGURA 3.42 NIVEL DE ACOPLLO INTRODUCIENDO EL TORNILLO COLOCADO A COLOCADO A $D_{T1}= -3\text{MM}$ .....	63
FIGURA 3.43 CARTA DE SMITH INTRODUCIENDO EL TORNILLO COLOCADO A COLOCADO A $D_{T1}= -3\text{MM}$ .....	63
FIGURA 3.44 FASE DE LA ESTRUCTURA CON EL TORNILLO COLOCADO A COLOCADO A $D_{T1}= -3\text{MM}$	64
FIGURA 3.45 NIVEL DE ACOPLLO INTRODUCIENDO EL TORNILLO COLOCADO A COLOCADO A $D_{T1}= -6\text{MM}$ .....	64
FIGURA 3.46 CARTA DE SMITH INTRODUCIENDO EL TORNILLO COLOCADO A COLOCADO A $D_{T1}= -6\text{MM}$ .....	65
FIGURA 3.47 FASE DE LA ESTRUCTURA CON EL TORNILLO COLOCADO A $D_{T1}= -6\text{MM}$ .....	65
FIGURA 3.48 NIVEL DE ACOPLLO INTRODUCIENDO EL TORNILLO COLOCADO A COLOCADO A $D_{T1}= -9\text{MM}$ .....	66
FIGURA 3.49 CARTA DE SMITH INTRODUCIENDO EL TORNILLO COLOCADO A COLOCADO A $D_{T1}= -9\text{MM}$ .....	66
FIGURA 3.50 FASE DE LA ESTRUCTURA CON EL TORNILLO COLOCADO A $D_{T1}= -9\text{MM}$ .....	66
FIGURA 3.51 ESQUEMA DE COLOCACIÓN DE DOS TORNILLOS EN LA CARA LATERAL DE LA GUÍA DE ONDA.....	68
FIGURA 3.52 NIVEL DE ACOPLLO INTRODUCIENDO DOS TORNILLOS, UNO COLOCADO EN EL CENTRO DE LA GUÍA Y LA RANURA Y OTRO DESPLAZADO $D_{T1}= -6\text{MM}$ .....	68
FIGURA 3.53 CARTA DE SMITH INTRODUCIENDO DOS TORNILLOS, UNO COLOCADO EN EL CENTRO Y OTRO DESPLAZADO $D_{T1}= -6\text{MM}$ .....	69
FIGURA 3.54 FASE DE LA ESTRUCTURA INTRODUCIENDO DOS TORNILLOS, UNO COLOCADO EN EL CENTRO Y OTRO DESPLAZADO $D_{T1}= -6\text{MM}$ .....	69
FIGURA 3.55 NIVEL DE ACOPLLO INTRODUCIENDO DOS TORNILLOS COLOCADOS EN $D_{T2}= +3$ Y $D_{T1}= -4.2$ .....	71

FIGURA 3.56 CARTA DE SMITH INTRODUCIENDO DOS TORNILLOS COLOCADOS EN $D_{T2}=+3$ Y $D_{T1}=-4.2$	71
FIGURA 3.57 FASE DE LA ESTRUCTURA CON DOS TORNILLOS COLOCADOS EN $DT2=+3$ Y $DT1=-4.2$	71
FIGURA 3.58 CARTA DE SMITH INTRODUCIENDO DOS TORNILLOS, COLOCADOS EN $D_{T2}=+9\text{MM}$ Y $D_{T1}=-15\text{MM}$	73
FIGURA 3.59 FASE DE LA ESTRUCTURA CON DOS TORNILLOS, COLOCADOS EN $D_{T2}=+9\text{MM}$ Y $D_{T1}=-15\text{MM}$	73
FIGURA 3.60 NIVELES DE ACOPLO Y ADAPTACIÓN INTRODUCIENDO DOS TORNILLOS, COLOCADOS EN $DT2=+9\text{MM}$ Y $DT1=-15\text{MM}$	74
FIGURA 3.61 NIVEL DE ACOPLO CON LA RANURA COLOCADA EN EL CENTRO DE LA GUÍA DE ONDA Y DOS TORNILLOS EN $D_{T1}=-4.2\text{MM}$ $D_{T2}=+3\text{MM}$	75
FIGURA 3.62 CARTA DE SMITH CON LA RANURA COLOCADA EN EL CENTRO DE LA GUÍA DE ONDA Y DOS TORNILLOS EN $D_{T1}=-4.2\text{MM}$ $D_{T2}=+3\text{MM}$	75
FIGURA 3.63 ADAPTACIÓN CARTA DE SMITH CON LA RANURA COLOCADA EN EL CENTRO DE LA GUÍA DE ONDA Y DOS TORNILLOS EN $D_{T1}=-4.2\text{MM}$ $D_{T2}=+3\text{MM}$	76
FIGURA 3.64 FASE DE LA ESTRUCTURA CON LA RANURA COLOCADA EN EL CENTRO DE LA GUÍA DE ONDA Y DOS TORNILLOS EN $D_{T1}=-4.2\text{MM}$ $D_{T2}=+3\text{MM}$	76
FIGURA 3.65 POSICIONES DE LAS RANURAS PARA OBTENER TODO EL RANGO DE ACOPLO	77
FIGURA 3.66: NIVEL DE ACOPLO PARA UNA RANURA COLOCADA A $D_R=6\text{MM}$ DEL CENTRO CON LOS TORNILLOS COLOCADOS EN $DT2=+3\text{MM}$ Y $D_{T1}=-4.2\text{MM}$	77
FIGURA 3.67: ADAPTACIÓN EN DB DE UNA RANURA COLOCADA A $D_R=6\text{MM}$ DEL CENTRO CON LOS TORNILLOS COLOCADOS EN $DT2=+3\text{MM}$ Y $D_{T1}=-4.2\text{MM}$	78
FIGURA 3.68: CARTA DE SMITH DE UNA RANURA COLOCADA A $D_R=6\text{MM}$ DEL CENTRO CON LOS TORNILLOS COLOCADOS EN $D_{R2}=+3\text{MM}$ Y $D_{R1}=-4.2\text{MM}$	78
FIGURA 3.69 FASE DE LA ESTRUCTURA CON LA RANURA COLOCADA A $D_R=6\text{MM}$ DEL CENTRO CON LOS TORNILLOS COLOCADOS EN $D_{R2}=+3\text{MM}$ Y $D_{R1}=-4.2\text{MM}$	79
FIGURA 3.70 ESQUEMA DE POSICIONAMIENTO DE LOS TORNILLOS EN LA CARA LATERAL DONDE SE ENCUENTRA LA RANURA	80
FIGURA 3.71 NIVEL DE ACOPLO INTRODUCIENDO UN TORNILLO EN EL LADO DONDE ESTÁ COLOCADA LA RANURA AL BORDE	80
FIGURA 3.72 CARTA DE SMITH INTRODUCIENDO UN TORNILLO EN EL LADO DONDE ESTÁ COLOCADA LA RANURA AL BORDE	81
FIGURA 3.73 TRANSMISIÓN PARA LOS MODOS SUPERIORES Y LA RANURA EN EL BORDE (DOS TORNILLOS)	84

FIGURA 3.74 TRANSMISIÓN CON LOS MODOS SUPERIORES Y LA RANURA COLOCADA EN EL BORDE (TORNILLO LADO RANURA).....	85
FIGURA 3.75 MODOS SUPERIORES EN TRANSMISIÓN Y LA RANURA COLOCADA EN EL BORDE .....	86
FIGURA 3.76 CONCLUSIÓN DEL PROTOTIPO UNITARIO.....	86
FIGURA 3.77 CONCLUSIÓN SOBRE LAS RANURAS A UTILIZAR .....	87
FIGURA 4.1 RANURA EN CIRCUITO IMPRESO DISEÑADA EN CST .....	91
FIGURA 4.2 SUSTRATO DIBUJADO EN AUTOCAD .....	92
FIGURA 4.3 SUSTRATO EN ADS .....	93
FIGURA 4.4 RANURA EN CIRCUITO IMPRESO .....	93
FIGURA 4.5 DISEÑO DE LOS TALADROS DE UNIÓN ENTRE LA GUÍA DE ONDA Y EL SUSTRATO DISEÑADO EN CST.....	94
FIGURA 4.6 SUSTRATO UNIDO A LA GUÍA DE ONDA CON EL FLANGE INFERIOR DISEÑADO EN CST .	94
FIGURA 4.7 FLANGE INFERIOR DISEÑADO EN CST.....	95
FIGURA 4.8 FLANGE SUPERIOR DISEÑADO EN CST .....	95
FIGURA 4.9 DISEÑO FINAL DEL PROTOTIPO EN CST .....	96
FIGURA 4.10 VISTA EN 3D DE LA PIEZA INFERIOR EN SOLID EDGE .....	96
FIGURA 4.11 DISEÑO FINAL DEL PROTOTIPO FABRICADO .....	97
FIGURA 4.12 CONFIGURACIÓN PARA MEDIDA: RANURA EN EL CENTRO Y PROTOTIPO CONSTRUIDO .....	98
FIGURA 4.13 RANURA EN EL CENTRO MEDIDAS DEL TORNILLO CENTRAL.....	99
FIGURA 4.14 RANURA EN EL CENTRO MIDIENDO LA COMBINACIÓN DE DOS TORNILLOS .....	100
FIGURA 4.15 CONFIGURACIÓN PARA MEDIDA: RANURA DESPLAZADA $D_R=6\text{MM}$ Y PROTOTIPO CONSTRUIDO .....	101
FIGURA 4.16 RANURA A UNA DISTANCIA $D_R=6\text{MM}$ MIDIENDO CON EL TORNILLO CENTRAL.....	101
FIGURA 4.17 RANURA A UNA DISTANCIA $D_R=6\text{MM}$ MIDIENDO LA COMBINACIÓN DE DOS TORNILLOS .....	102
FIGURA 4.18 CONFIGURACIÓN PARA MEDIDA: RANURA EN EL BORDE Y PROTOTIPO CONSTRUIDO .....	103
FIGURA 4.19 RANURA EN EL BORDE MIDIENDO EL TORNILLO CENTRAL .....	103
FIGURA 4.20 RANURA EN EL BORDE MIDIENDO LA COMBINACIÓN DE DOS TORNILLOS .....	104

FIGURA 5.1 ECUACIÓN PARA EL NIVEL DE ACOPLO DE CADA ELEMENTO DE UN ARRAY .....	110
FIGURA 5.2 ESQUEMA REPRESENTATIVO DE LAS RANURAS Y LOS TORNILLOS DEL ARRAY .....	110
FIGURA 5.3 REPRESENTACIÓN DEL ARRAY DE 10 ELEMENTOS CON LAS DIFERENTES POSICIONES DE LAS RANURAS Y LOS TORNILLOS .....	111
FIGURA 5.4 PARÁMETROS S DEL ARRAY LINEAL DE 10 ELEMENTOS CON LOS ELEMENTOS COLOCADOS EN LÍNEA A UNA DISTANCIA DE $\Lambda_G$ .....	113
FIGURA 5.5 RADIACIÓN DEL ARRAY LINEAL DE 10 ELEMENTOS COLOCADOS EN LÍNEA A UNA DISTANCIA DE $\Lambda_G$ .....	113
FIGURA 5.6 PARÁMETROS S DEL ARRAY LINEAL DE 10 ELEMENTOS CONTRAPEADOS A UNA DISTANCIA DE $0.5\Lambda_G$ .....	114
FIGURA 5.7 RADIACIÓN DEL ARRAY LINEAL DE 10 ELEMENTOS CONTRAPEADOS A UNA DISTANCIA DE $0.5\Lambda_G$ .....	114
FIGURA 5.8 PARÁMETROS S DE UN ARRAY DE 10 ELEMENTOS CON UNA SEPARACIÓN DE $0.75 \Lambda_G$ ENTRE ELEMENTOS. ....	115
FIGURA 5.9 RADIACIÓN DEL ARRAY DE 10 ELEMENTOS CON UNA DISTANCIA DE $0.75 \Lambda_G$ EN LÍNEA ENTRE ELEMENTOS .....	115
FIGURA 5.10 ESQUEMA DEL ARRAY DE 19 ELEMENTOS .....	116
FIGURA 5.11 RADIACIÓN DEL ARRAY DE 19 ELEMENTOS SIN INTRODUCIR TORNILLOS DE SINTONÍA .....	117
FIGURA 5.12 NIVEL DE ADAPTACIÓN DE UN ARRAY DE 19 ELEMENTOS .....	117
FIGURA 5.13 NIVEL DE TRANSMISIÓN DE UN ARRAY DE 19 ELEMENTOS .....	117
FIGURA 5.14 LEY DE ALIMENTACIÓN DEL ARRAY Y DIAGRAMA DE RADIACIÓN .....	118
FIGURA 5.15 SITUACIÓN INICIAL SIMULADA EN RADIACIÓN JUNTO CON ESQUEMA DE POSICIONAMIENTO DE RANURAS .....	119
FIGURA 5.16 RADIACIÓN DEL ARRAY DE 19 ELEMENTOS INTRODUCIENDO LOS TORNILLOS CENTRALES $T_C R_x$ .....	120
FIGURA 5.17 PARÁMETROS S DEL ARRAY DE 19 ELEMENTOS INTRODUCIENDO LOS TORNILLOS CENTRALES $T_C R_x$ .....	120
FIGURA 5.18 RADIACIÓN DEL ARRAY DE 19 ELEMENTOS INTRODUCIENDO DOS TORNILLOS $T_1 R_x$ Y $T_2 R_x$ .....	121
FIGURA 5.19 PARÁMETROS S DEL ARRAY DE 19 ELEMENTOS INTRODUCIENDO DOS TORNILLOS $T_1 R_x$ Y $T_2 R_x$ .....	121
FIGURA 5.20 COMPARACIÓN DEL ARRAY DE 19 RANURAS DE LAS 3 SITUACIONES: SIN TORNILLOS, CON EL TORNILLO CENTRAL ( $T_C R_x$ ) Y LA COMBINACIÓN DE DOS TORNILLOS ( $T_1 R_x$ Y $T_2 R_x$ )..	122

FIGURA 5.21 RADIACIÓN DEL ARRAY DE 19 ELEMENTOS AL INTRODUCIR 1MM MÁS EL TORNILLO CENTRAL ( $T_cR_x$ ) .....	122
FIGURA 5.22 PARÁMETROS S DEL ARRAY DE 19 ELEMENTOS AL INTRODUCIR 1MM MÁS EL TORNILLO CENTRAL ( $T_cR_x$ ) .....	123
FIGURA 5.23 RADIACIÓN DEL ARRAY DE 19 ELEMENTOS AL INTRODUCIR 2MM MÁS EL TORNILLO CENTRAL ( $T_cR_x$ ) .....	123
FIGURA 5.24 PARÁMETROS S DEL ARRAY DE 19 ELEMENTOS AL INTRODUCIR 2MM MÁS EL TORNILLO CENTRAL ( $T_cR_x$ ) .....	124
FIGURA 5.25 RADIACIÓN DEL ARRAY DE 19 ELEMENTOS AL INTRODUCIR 3MM MÁS EL TORNILLO CENTRAL ( $T_cR_x$ ) .....	125
FIGURA 5.26 PARÁMETROS S DEL ARRAY DE 19 ELEMENTOS AL INTRODUCIR 3MM MÁS EL TORNILLO CENTRAL ( $T_cR_x$ ) .....	125
FIGURA 5.27 RADIACIÓN DEL ARRAY DE 19 ELEMENTOS AL INTRODUCIR 4MM MÁS EL TORNILLO CENTRAL ( $T_cR_x$ ) .....	126
FIGURA 5.28 PARÁMETROS S DEL ARRAY DE 19 ELEMENTOS AL INTRODUCIR 4MM MÁS EL TORNILLO CENTRAL ( $T_cR_x$ ) .....	126
FIGURA 5.29 RADIACIÓN DEL ARRAY DE 19 ELEMENTOS AL INTRODUCIR 5MM MÁS EL TORNILLO CENTRAL ( $T_cR_x$ ) .....	127
FIGURA 5.30 PARÁMETROS S DEL ARRAY DE 19 ELEMENTOS AL INTRODUCIR 5MM MÁS EL TORNILLO CENTRAL ( $T_cR_x$ ) .....	127
FIGURA 5.31 COMPARACIÓN DE DIAGRAMAS DE RADIACIÓN PARA LAS DIFERENTES POSICIONES DE TORNILLOS.....	128
FIGURA 5.32 SITUACIÓN INICIAL RADIADA SIN TORNILLOS Y ESQUEMA DE POSICIONAMIENTO DE 10 RANURAS EN LÍNEA SOBRE GUÍA DE ONDA .....	129
FIGURA 5.33 RADIACIÓN DEL ARRAY CON 10 ELEMENTOS COLOCADOS A $0.75 \Lambda_g$ EN LÍNEA INTRODUCIENDO LOS TORNILLOS $T_cR_x$ .....	129
FIGURA 5.34 PARÁMETROS S DEL ARRAY DE 10 ELEMENTOS COLOCADOS EN LÍNEA A $0.75\Lambda_g$ INTRODUCIENDO LOS TORNILLOS $T_cR_x$ .....	130
FIGURA 5.35 RADIACIÓN DEL ARRAY CON 10 ELEMENTOS COLOCADOS A $0.75\Lambda_g$ EN LÍNEA INTRODUCIENDO LOS TORNILLOS $T_1R_x$ Y $T_2R_x$ .....	130
FIGURA 5.36 PARÁMETROS S DEL ARRAY CON 10 ELEMENTOS COLOCADOS A $0.75\Lambda_g$ EN LÍNEA INTRODUCIENDO LOS TORNILLOS $T_1R_x$ Y $T_2R_x$ .....	130
FIGURA 5.37 RADIACIÓN DEL ARRAY DE 10 ELEMENTOS EN LÍNEA A $0.75\Lambda_g$ , SIN TORNILLOS Y CON LAS COMBINACIONES ESTUDIADAS.....	131
FIGURA 5.38 NIVEL DE ACOPLO PARA LAS DIFERENTES CONFIGURACIONES UTILIZADAS EN EL ARRAY LINEAL .....	132



FIGURA 5.39 GANANCIA DEL ARRAY DE 19 ELEMENTOS PARA UNA FRECUENCIA DE $F=10\text{GHz}$ ...	133
FIGURA 5.40 GANANCIA DEL ARRAY DE 19 ELEMENTOS PARA UNA FRECUENCIA DE $F=10.5\text{GHz}$	133
FIGURA 5.41 GANANCIA DEL ARRAY DE 19 ELEMENTOS PARA UNA FRECUENCIA DE $F=11\text{GHz}$ ...	134
FIGURA 5.42 GANANCIA DEL ARRAY DE 19 ELEMENTOS PARA UNA FRECUENCIA DE $F=11.5\text{GHz}$	135
FIGURA 5.43 GANANCIA DEL ARRAY DE 19 ELEMENTOS PARA UNA FRECUENCIA DE $F=12\text{GHz}$ ...	135
FIGURA 5.44 GANANCIA DEL ARRAY DE 19 ELEMENTOS PARA UNA FRECUENCIA DE $F=12.5\text{GHz}$	136
FIGURA 5.45 GANANCIA DEL ARRAY DE 19 ELEMENTOS PARA UNA FRECUENCIA DE $F=13\text{GHz}$ ...	137
FIGURA 5.46 DIRECTIVIDAD Y GANANCIA PARA UNA FRECUENCIA DE $F=10.5\text{GHz}$ .....	138
FIGURA 5.47 DIRECTIVIDAD Y GANANCIA PARA UNA FRECUENCIA DE $F=11.5\text{GHz}$ .....	138
FIGURA 5.48 DIRECTIVIDAD Y GANANCIA PARA UNA FRECUENCIA DE $F=12.5\text{GHz}$ .....	139
FIGURA 6.1 FLANGE SUPERIOR.....	143
FIGURA 6.2 PARTE SUPERIOR E INFERIOR DE LA PIEZA METÁLICA “U” DISEÑADA EN CST .....	144
FIGURA 6.3 LATERALES DE LA “U” DISEÑADA EN CST.....	144
FIGURA 6.4 CONSTRUCCIÓN DE LA “U” INCLUYENDO LOS TORNILLOS.....	144
FIGURA 6.5 DISEÑO FINAL DE LA ESTRUCTURA CONSTRUIDA .....	145
FIGURA 6.6 DISEÑO DEL ARRAY DE RANURAS EN AUTOCAD.....	145
FIGURA 6.7 DISEÑO DEL ARRAY DE RANURAS EN ADS .....	146
FIGURA 6.8 CONSTRUCCIÓN DEL ARRAY DE RANURAS.....	146
FIGURA 6.9 CONEXIÓN DEL ARRAY AL ANALIZADOR DE ESPECTROS .....	147
FIGURA 6.10 MONTAJE DE LA ANTENA EN LA CÁMARA ANECOICA .....	147
FIGURA 6.11 DIAGRAMA DE RADIACIÓN NORMALIZADO A $F=11.5\text{GHz}$ .....	148
FIGURA 6.12 DIAGRAMA DE RADIACIÓN NORMALIZADO A $F=11\text{GHz}$ .....	149
FIGURA 6.13 DIAGRAMA DE RADIACIÓN NORMALIZADO A $F=12\text{GHz}$ .....	150
FIGURA 6.14 PARÁMETROS DE TRANSMISIÓN Y REFLEXIÓN MEDIDOS PARA UNA ESTRUCTURA DE 19 ELEMENTOS CONTRAPEADOS.....	151
FIGURA 6.15 GANANCIA MEDIDA EN DIRECCIÓN DE MÁXIMO APUNTAMIENTO PARA EL ARRAY DE 10 ELEMENTOS.....	152
FIGURA 6.16 PARÁMETRO $S_{11}$ MEDIDO DE LA ANTENA DEL ARRAY DE 10 ELEMENTOS.....	153

FIGURA 6.17 PARÁMETRO $S_{21}$ MEDIDO DE LA ANTENA DEL ARRAY DE 10 ELEMENTOS.....	153
---	-----

# ÍNDICE DE TABLAS

TABLA 2.1 BANDA DE FRECUENCIAS .....	8
TABLA 2.2 BANDA DE FRECUENCIAS EN EL RANGO DE MICROONDAS .....	8
TABLA 2.3 DESCRIPCIÓN DE PARÁMETROS S EN UNA RED DE DOS PUERTAS.....	12
TABLA 3.1 NIVEL DE ACOPLLO PARA DIFERENTES LONGITUDES (EN NÚMERO DE LONGITUDES DE ONDA) CON Y SIN SUSTRATO.....	44
TABLA 3.2 NIVELES DE ACOPLLO, TRANSMISIÓN Y REFLEXIÓN DE LA RANURA SEGÚN LA POSICIÓN QUE SE ENCUENTRE RESPECTO DEL CENTRO DE LA GUÍA DE ONDA.....	48
TABLA 3.3 NIVELES DE ACOPLLO Y ADAPTACIÓN AL INTRODUCIR UN TORNILLO COLOCADO EN EL CENTRO .....	56
TABLA 3.4 NIVELES DE ACOPLLO Y ADAPTACIÓN AL INTRODUCIR UN TORNILLO COLOCADO HACIA EL PUERTO 2 .....	62
TABLA 3.5 NIVELES DE ACOPLLO Y ADAPTACIÓN AL INTRODUCIR UN TORNILLO COLOCADO HACIA EL PUERTO 1 .....	67
TABLA 3.6 VALORES DE ACOPLLO Y ADAPTACIÓN INTRODUCIENDO DOS TORNILLOS, UNO COLOCADO EN EL CENTRO Y OTRO DESPLAZADO $D_{T1} = -6\text{MM}$ .....	70
TABLA 3.7 NIVELES DE ACOPLLO Y ADAPTACIÓN INTRODUCIENDO DOS TORNILLOS COLOCADOS EN $D_{T2} = +3$ Y $D_{T1} = -4.2$ .....	72
TABLA 3.8 NIVELES DE ACOPLLO INTRODUCIENDO DOS TORNILLOS, COLOCADOS EN $D_{T2} = +9\text{MM}$ Y $D_{T1} = -15\text{MM}$ .....	73
TABLA 3.9 NIVELES DE ACOPLLO Y ADAPTACIÓN PARA UNA RANURA COLOCADA A $D_R = 6\text{MM}$ DEL CENTRO CON LOS TORNILLOS COLOCADOS EN $D_{T2} = +3\text{MM}$ Y $D_{T1} = -4.2\text{MM}$ .....	79
TABLA 3.10 NIVELES DE ACOPLLO Y REFLEXIÓN INTRODUCIENDO UN TORNILLO EN EL LADO DE LA GUÍA DONDE SE ENCUENTRA LA RANURA COLOCADA AL BORDE.....	81
TABLA 3.11 NIVELES DE ACOPLLO Y ADAPTACIÓN INTRODUCIENDO UN TORNILLO EN DIFERENTES POSICIONES DE LA GUÍA DE ONDA HACIA LA REGIÓN DOS EN EL LADO DE LA RANURA .....	82
TABLA 3.12 NIVELES DE ACOPLLO Y ADAPTACIÓN CON UN TORNILLO COLOCADO EN DIFERENTES POSICIONES DE LA GUÍA DE ONDA EN EL LADO DE LA RANURA.....	82
TABLA 4.1 RESUMEN DE LAS MEDIDAS OBTENIDAS CON LAS DIFERENTES RANURAS Y LAS DIFERENTES COMBINACIONES DE TORNILLOS .....	105
TABLA 5.1 NIVEL DE ACOPLLO PARA CADA RANURA TENIENDO UNA PÉRDIDA DE POTENCIA DEL 15% .....	112
TABLA 5.2 POSICIONES DE LA RANURA Y ACOPLLO PARA CADA UNA DE ELLAS .....	112
TABLA 5.3 POSICIÓN DE LAS DIFERENTES RANURAS PARA OBTENER UN ACOPLLO DETERMINADO	112

TABLA 5.4 RELACIÓN DE ACOPLLO CON LA POSICIÓN DE LOS TORNILLOS NECESARIA PARA CONSEGUIRLO .....	119
--	-----

# **1 Introducción**



En este proyecto fin de carrera (de ahora en adelante PFC) se describen todos los pasos necesarios a la hora de diseñar, construir y medir una antena. Concretamente, para este PFC, se ha decidido diseñar un array lineal de ranuras longitudinales que trabaje en la banda de frecuencias de 11-12GHz.

## **1.1 Motivación**

Actualmente existen varios métodos para la transmisión de señal a altas frecuencias, por un lado la alimentación microstrip y por otro la guía de onda. En este caso la guía de onda es el método más óptimo para transportar señales de alta frecuencia por las bajas pérdidas que ofrecen. Con esta idea el grupo RFCAS ha desarrollado varios proyectos en los que, para alimentar una agrupación de ranuras en sistemas de comunicaciones en 12 GHz (televisión digital por satélite DBS) o en 17GHz (sistema de tele-emergencia) utilizaba la guía de onda. Una agrupación o array está formado por múltiples elementos radiantes. En el caso de este proyecto el elemento radiante serán ranuras longitudinales cada uno con su diagrama de radiación. Todos ellos combinados mediante la posición y el número de elementos radiantes forman el diagrama de radiación del array.

## **1.2 Objetivos**

Para el diseño de este proyecto se van a utilizar elementos de ajuste en la red de alimentación de guía de onda para dar mayor versatilidad a estos sistemas y poder modificar las prestaciones de la antena de una manera sencilla sin tener que rediseñarla entera.

En este proyecto se van a utilizar tornillos como elemento de ajuste que según el grado de penetración que tengan consigan que la señal transmitida en el interior de la guía de onda de alimentación pueda ser acoplada a los elementos radiantes situados en el exterior de la guía.

El objetivo es el estudio de los efectos que produce la penetración de tornillos de ajuste laterales sobre una guía de onda con elemento radiante de tipo ranura longitudinal. Penetrando los tornillos se pretende desplazar “virtualmente” las líneas de densidad de corriente que se producen en la superficie de la guía de onda. Con ello se pretende que, al desplazarlo, la ranura colocada en una posición determinada modifique su acoplo a medida que se desplacen las líneas.

Una vez determinados los tornillos y la posición en la cual se colocarán, pueden ocurrir dos cosas, que la variabilidad de la distribución de la antena cambie de manera sutil, lo cual serviría para hacer un ajuste fino de la estructura, en cambio, si el cambio es abrupto, el diagrama de radiación podría ser ajustado para cada situación.

El objetivo final que atañe a este PFC es la realización de un array lineal de 10 ranuras longitudinales con el fin de poder estudiar el efecto que provocaría en ella introducir tornillos como elementos de sintonía

### 1.3 Organización de la memoria

La estructura que seguirá este documento será la siguiente:

- **Capítulo 2: Estado del arte**  
En este capítulo se habla de los fundamentos teóricos en los cuales se basará este proyecto para salir adelante.
- **Capítulo 3: Diseño del elemento unitario**  
En esta parte se muestra el proceso de caracterización de una antena de un elemento, estudiando el funcionamiento de los tornillos de sintonía sirviendo como partida a la hora de realizar el array final.
- **Capítulo 4: Fabricación y medida del elemento unitario**  
Una vez diseñado el elemento unitario, este apartado muestra el proceso que ha sido necesario para fabricarlo así como todo el proceso de medición para comprobar su funcionamiento.
- **Capítulo 5: Diseño del array lineal**  
Visto el elemento unitario, en este apartado se procede al diseño de un array lineal teniendo en cuenta el funcionamiento del elemento unitario.
- **Capítulo 6: Fabricación y medida del array lineal**  
Por último se describe el proceso de fabricación y posterior medida del array lineal para verificar los efectos estudiados en simulación.
- **Capítulo 7: Conclusiones y trabajo futuro**  
Resumen de los objetivos conseguidos durante la realización de este proyecto así como pautas pendientes para la realización futura,



## **2 Estado del arte**



## **2.1 Introducción**

En esta parte se van a estudiar los conceptos necesarios a la hora de comprender este Proyecto fin de carrera, tales como tipos de antenas, parámetros S, diagramas de radiación, arrays de antenas así como un repaso en cuanto a teoría de guías de onda y microstrip.

Al final de este apartado se explicará de manera breve las herramientas de diseño utilizadas para llevarlo a cabo.

## **2.2 Principios básicos de antenas**

### **2.2.1 Concepto de antena**

El instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEE) define el concepto de antena como, "una parte del sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas".

Existen varios tipos de antenas que se detallarán en el punto siguiente, pero todas ellas tienen como parte común la distribución de la energía radiada que, dependiendo de la aplicación que se le quiera dar tendrá un carácter direccional u otro.

Una antena óptima se puede caracterizar por tener un buen rendimiento, adaptación de la línea de transmisión y diagrama de radiación adecuado.

### **2.2.2 Tipos de antenas**

Una primera clasificación de las antenas se podría hacer en función de las dimensiones de la antena y su longitud de onda ( $\lambda$ ). Siguiendo estos parámetros se pueden clasificar en tres grupos principales:

- Antenas elementales: Las dimensiones de este grupo no superan la longitud de onda ( $\lambda$ ).
- Antenas resonantes: En este caso las dimensiones se acercan a la mitad de la longitud de onda ( $\lambda/2$ ).
- Antenas de apertura: Sus dimensiones superan a la longitud de onda ( $\lambda$ ).

Los tipos de antenas van a estar divididos según sus aplicaciones y la banda de frecuencia a la que trabajen. Para ello, primero se hará un inciso sobre estos conceptos.

Las bandas de frecuencia son intervalos del espectro electromagnético en los cuales cada uno está asociado a una comunicación dentro de las radiocomunicaciones. En estas bandas está asociado todo el espectro de radiofrecuencia y parte del espectro microondas. Todo ello está regulado por la Unión Internacional de Telecomunicaciones.

En la siguiente tabla se puede ver una relación de los diferentes intervalos tanto para el espectro de radiofrecuencia como para el espectro microondas.

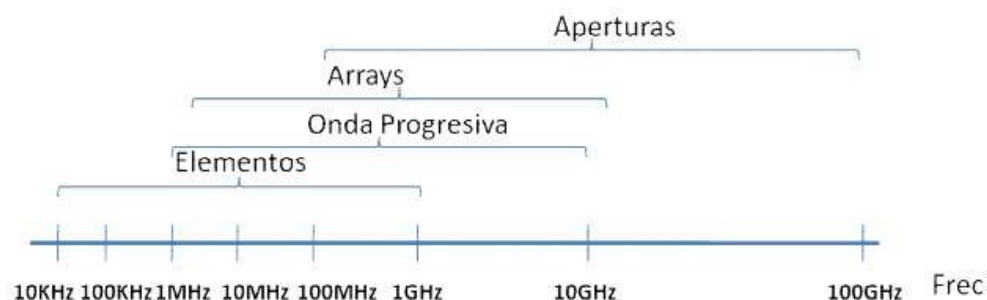
Siglas	Banda	Longitud de onda	Rango de frecuencias	Ejemplos
<b>VLF</b>	Muy baja frecuencia	100-10 km	3-30 kHz	Radioayuda, sonar
<b>LF</b>	Baja frecuencia	10-1 km	30-300kHz	Navegación aérea y marítima
<b>MF</b>	Frecuencia media	1000-100m	0,3-3MHz	Radiodifusión en AM
<b>HF</b>	Alta frecuencia	100-10m	3-30MHz	Comunicaciones a media y larga distancia
<b>VHF</b>	Muy alta frecuencia	10-1m	30-300MHz	Televisión, Radiodifusión, FM
<b>UHF</b>	Ultra alta frecuencia	1000-100 mm	0,3-3GHz	Televisión, comunicaciones por satélite, radar
<b>SHF</b>	Súper alta frecuencia	100-10mm	3-30GHz	Radar, comunicaciones por microondas

**Tabla 2.1Banda de frecuencias**

Banda	Rango de frecuencia	Longitud de onda
<b>L</b>	(1 - 2) GHz	(30 - 15) cm
<b>S</b>	(2 - 4) GHz	(15 - 7.5) cm
<b>C</b>	(4 - 8) GHz	(7.5 - 3.75) cm
<b>X</b>	(8 - 12.4) GHz	(3.75 - 2.42) cm
<b>Ku</b>	(12.4 - 18) GHz	(2.42 - 1.66) cm
<b>K</b>	(18 - 26.5) GHz	(1.66 - 1.11) cm
<b>Ka</b>	(26.5 - 40) GHz	(1.11 - 0.75) cm
<b>mm</b>	(40 - 300) GHz	(0.75 - 1) mm

**Tabla 2.2 Banda de frecuencias en el rango de microondas**

Observando las tablas anteriores se pueden dividir las antenas en cuatro grupos diferentes como se detalla en la siguiente imagen extraída de [6]



**Figura 2.1Tipos de antenas en función de su frecuencia de operación**

### Antenas de elementos:

Como se ha comentado antes, este tipo de antenas tiene unas dimensiones más pequeñas que la longitud de onda. Utilizan como elemento radiante conductores de hilo y trabajan en las bandas de frecuencia MF, HF, VHF y UHF. En este grupo se incluyen monopolos, dipolos, antenas en espira o antenas helicoidales.

### Antenas de onda progresiva:

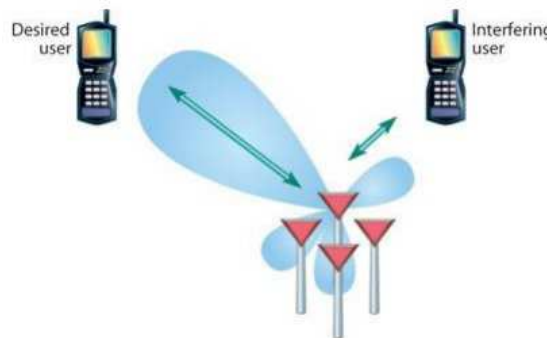
Este tipo de antenas se basa en generar una onda progresiva sobre una estructura radiante eléctricamente larga, del orden de varias longitudes de onda. Al final de esta estructura se coloca una guía eléctrica, o una carga adaptada para recoger la potencia sobrante y evitar las reflexiones. Trabajan en las bandas HF y VHF.

### Antenas de array:

Las antenas de array se constituyen a partir de un conjunto de antenas prácticamente idénticas que, colocadas de manera adecuada, se comportan como una única antena con un diagrama de radiación propio.

La ventaja de este tipo de antenas se basa en que, modificando las propiedades de amplitud y fase de cada elemento, se consiguen diagramas de radiación diferentes. Esta ventaja permite adaptar la antena para diferentes aplicaciones según las necesidades.

Un ejemplo de su uso es el caso de las antenas inteligentes, ya que son capaces de modificar su diagrama de radiación según las necesidades del cliente, lo que mejora el rendimiento del sistema completo.



**Figura 2.2 Esquema de funcionamiento de una antena inteligente**

### Antenas de apertura:

Las antenas de apertura son aquellas capaces de concentrar la emisión y recepción de las ondas en una determinada dirección ya que utilizan superficies o aperturas para direccionar el haz electromagnético.

Las antenas parabólicas son un ejemplo conocido dentro de este tipo. Se usan en comunicaciones radio-terrestres y por satélite. Otro ejemplo son las antenas de bocina, las cuales son muy utilizadas en el espectro de las microondas. Ambos ejemplos se pueden ver en la siguiente imagen.

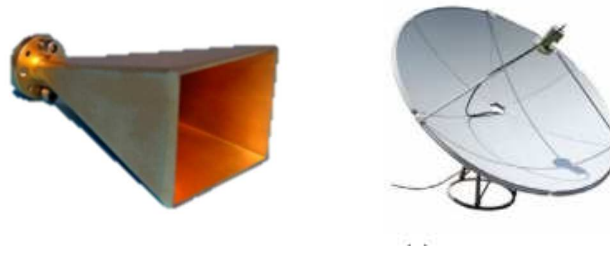


Figura 2.3 Antenas de apertura

## 2.3 Parámetros de una antena

### 2.3.1 Impedancia de entrada

Es la relación que existe entre la tensión y la corriente en los terminales de entrada de la antena.

Consta de una parte real denominada resistencia ( $R_A(\omega)$ ) y una parte imaginaria denominada reactancia ( $jX_A(\omega)$ ). Ambas magnitudes dependen de la frecuencia.

$$Z_A = R_A(\omega) + jX_A(\omega)$$

La parte real se puede descomponer a su vez en dos factores, que representan la disipación por radiación y por pérdidas óhmicas (pérdidas por calor).

$$R_A(\omega) = R_L + R_r$$

Donde  $R_L$  es la resistencia por pérdidas óhmicas y  $R_r$  la resistencia de radiación de la antena.

Esto permite distinguir entre la potencia radiada por la antena ( $P_r$ ) y la potencia disipada en forma de calor ( $P_L$ ).

$$P_r = \frac{1}{2} |I_o|^2 R_r$$

$$P_L = \frac{1}{2} |I_o|^2 R_L$$

$I_o$  Representa la corriente de entrada de la antena

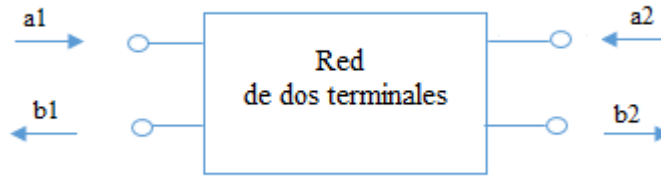
Por lo tanto la potencia entregada a la antena ( $P_e$ ) es la suma de ambas potencias. En el caso de que la parte imaginaria de la impedancia de la antena sea nula, se dice que la antena es resonante a esa frecuencia.

Dado que la antena no es ideal, no toda la potencia entregada por el transmisor es radiada, por lo que se habla de un parámetro denominado rendimiento o eficiencia que indica la relación existente entre la potencia radiada y la entregada por la antena ( $P_e$ ).

### 2.3.2 Parámetros de dispersión (Parámetros S)

Las antenas son circuitos de microondas, las cuales se pueden caracterizar como un circuito de dos puertos, donde uno de ellos representa el puerto físico de entrada (con un valor típico de  $50\Omega$ ) y el otro el puerto físico de radiación.

En la siguiente imagen se puede observar una red de dos terminales con sus ondas incidentes, representadas mediante  $a_i$  y ondas reflejadas representadas mediante  $b_i$ , donde “i” representa el número de puerto al que se hace referencia. Las ondas incidentes se representan con dirección entrante al circuito y las reflejadas en dirección saliente.



**Figura 2.4 Red de dos terminales**

Una manera de caracterizar estos circuitos de microondas es mediante sus matrices de impedancias  $[Z]$  o admitancias  $[Y]$ . Para ello es necesario conocer las tensiones y corrientes a la frecuencia de trabajo. Esto se consigue considerando circuitos abiertos o cortocircuitos en sus puertos, lo cual se hace bastante difícil al estar trabajando en la banda de microondas.

Los parámetros S caracterizan cualquier red ya que se basan en las ondas de potencia existente en cada uno de los terminales según unas ondas incidentes y reflejadas normalizadas.

A continuación se expone el cálculo de los parámetros S de un circuito como el representado en la Figura 2.4<sup>1</sup>. En una red de dos puertos existen 4 parámetros S. La relación entre las ondas incidentes y reflejadas está definida de la siguiente manera:

$$\begin{pmatrix} b1 \\ b2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s11 & s12 \\ s21 & s22 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a1 \\ a2 \end{pmatrix}$$

Expandiendo las matrices en ecuaciones

$$\begin{cases} b1 = s11a1 + s21a2 \\ b2 = s12a1 + s22a2 \end{cases}$$

Para calcular el parámetro  $S_{ij}$  es necesario cargar cada uno de los puertos con la impedancia característica excepto el parámetro i-ésimo, el cual se carga con un generador que produce la onda incidente  $a_i$  siendo nulas el resto de ondas incidentes.

Sustituyendo y despejando en la ecuación anterior se obtiene lo siguiente

---

<sup>1</sup> Esta explicación se puede extender a redes de más de dos terminales ya que el desarrollo es idéntico. Se explica así por simplicidad y mejor entendimiento.

$$S_{ij} = \left( \frac{b_j}{a_i} \right)_{a_k=0 \quad \forall k \neq i}$$

En la siguiente tabla se puede observar el significado de cada parámetro S

Parámetro	Nombre	Descripción	Fórmula
$S_{11}$	Reflexión a la entrada <sup>2</sup>	Onda de potencia que se refleja en el terminal 1 cuando se genera una onda incidente en el terminal 1	$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big _{a_2=0}$
$S_{12}$	Transmisión o ganancia inversa	Onda de potencia que llega al puerto 1 cuando se genera una onda incidente en el terminal 2	$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big _{a_1=0}$
$S_{21}$	Transmisión o ganancia directa	Onda de potencia que llega al puerto 2 cuando se genera una onda incidente en el terminal 1	$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big _{a_2=0}$
$S_{22}$	Reflexión a la salida	Onda de potencia que se refleja en el terminal 2 cuando se genera una onda incidente en el terminal 2	$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big _{a_1=0}$

**Tabla 2.3 Descripción de parámetros S en una red de dos puertas**

A partir de estos conceptos se pueden definir otros parámetros de interés:

$$\text{Pérdidas de retorno: } IR(dB) = -20\log(S_{ii})$$

$$\text{Pérdidas de inserción: } IL(dB) = -20\log(S_{ij})$$

### 2.3.3 Adaptación

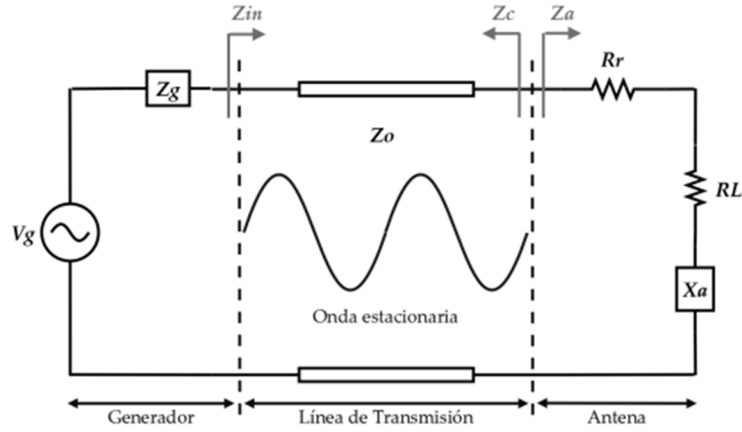
Una antena se conecta a un generador de señal mediante una o varias líneas de transmisión.

En la siguiente imagen se puede observar un esquema de la unión de un generador, una línea de transmisión y una antena.

---

<sup>2</sup> Esto se considera igual al coeficiente de reflexión visto en la puerta 1 siempre y cuando el resto de puertas estén cargadas con su impedancia de referencia.





**Figura 2.5 Antena conectada a un generador mediante línea de transmisión**

El generador tiene una impedancia de  $Z_g = R_g + jX_g$  que se conecta a una línea de transmisión de impedancia característica  $Z_o$  que a su vez, está conectada a una antena de impedancia  $Z_a = (R_r + R_L) + jX_a$ . La impedancia de entrada del generador se define como  $Z_{in} = R_{in} + jX_{in}$ .

El coeficiente de reflexión indica la cantidad de onda incidente que se ve reflejada

$$\rho_a = \frac{Z_a - Z_o}{Z_a + Z_o}$$

El coeficiente de adaptación sin embargo, indica la cantidad de potencia que el circuito es capaz de aprovechar. En términos de impedancias seguiría la siguiente fórmula:  $\Gamma_a = \frac{Z_a - Z_c^*}{Z_a + Z_c}$  en el punto de conexión entre la línea de transmisión y la antena. En el caso del punto donde se conecta el generador con la línea de transmisión el coeficiente de adaptación sería el siguiente:  $\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_g^*}{Z_{in} + Z_g}$

La potencia de entrada en la red se define como:

$$P_{in} = \frac{1}{2} |I|^2 R_{in} = \frac{1}{2} \left| \frac{V_g}{Z_g + Z_{in}} \right| R_{in}$$

A partir de la potencia de entrada en la red se puede demostrar que la máxima transferencia de potencia se da cuando  $Z_g = Z_{in}^*$  ( $R_g = R_{in}$  y  $X_g = -X_{in}$ ). Si se sustituye en la fórmula anterior se obtendría lo siguiente en el caso de tener máxima transferencia de potencia:

$$P_{in} = \frac{1}{2} \left| \frac{V_g}{Z_{in}^* + Z_{in}} \right|^2 = \frac{1}{8} \frac{|V_g|^2}{R_g}$$

Si la impedancia de la antena es igual a la impedancia característica de la línea, se dice que la carga está adaptada, esto conlleva una reflexión nula e inexistencia de onda reflejada.

Hay que distinguir entre máxima transferencia de potencia y la inexistencia de onda reflejada ( $\rho = 0$ ). Ambas situaciones se dan cuando  $Z_g$  y  $Z_o$  son iguales y reales. En este caso es cuando se da el mejor caso de adaptación posible.

### 2.3.4 Relación de onda estacionaria (SWR)

Como se ha explicado en 2.3.3. cuando la carga está adaptada a la línea de transmisión ( $\Gamma = 0$ ) y no existe onda reflejada la magnitud del voltaje se mantiene constante. En caso de no estar adaptada, se produce una onda reflejada que, a su vez produce una onda estacionaria con un voltaje cuya magnitud ya no es constante en la línea de transmisión.

La ROE (Relación de Onda Estacionaria) o SWR (Standing Wave Ratio) se define como el cociente entre el máximo y el mínimo voltaje de la onda estacionaria de tensión o de corriente que se forma a la salida del generador.

$$SWR = \frac{V_{max}}{V_{min}}$$

Al estar relacionado con la adaptación de la antena también se puede definir como

$$SWR = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|}$$

La SWR indicará la desadaptación entre la antena y el transmisor, es decir, da una idea de la potencia que se ha transmitido o reflejado a la carga por falta de adaptación.

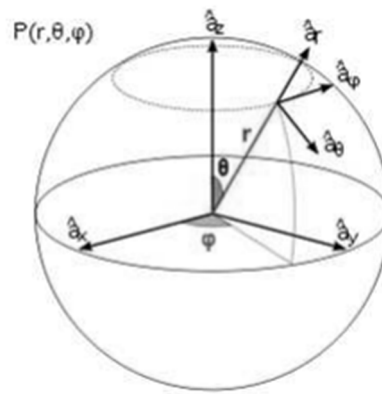
El valor de la SWR se encuentra entre  $1 < SWR < \infty$ . Cuando la SWR=1 significa que la antena está perfectamente adaptada.

### 2.3.5 Diagrama de Radiación

El diagrama de radiación de una antena es la representación gráfica de sus propiedades de radiación en las distintas coordenadas espaciales.

El diagrama de radiación se define en regiones de campo lejano. Se define campo lejano como la distribución del campo angular que no depende de la distancia de la antena, considerándose campo lejano distancias mayores de la antena a  $2D^2/\lambda$ , siendo D la máxima dimensión de la antena y  $\lambda$  la longitud de onda de trabajo.

La representación del diagrama de radiación más utilizada es la de coordenadas esféricas, que se define por tres magnitudes, el radio r, el ángulo de elevación  $\theta$  y el azimut  $\varphi$



**Figura 2.6 Sistema de coordenadas esféricas**

Se puede representar el diagrama de radiación en 3D, pero resulta más óptimo hacerlo en 2D mediante planos de corte y curvas de nivel.

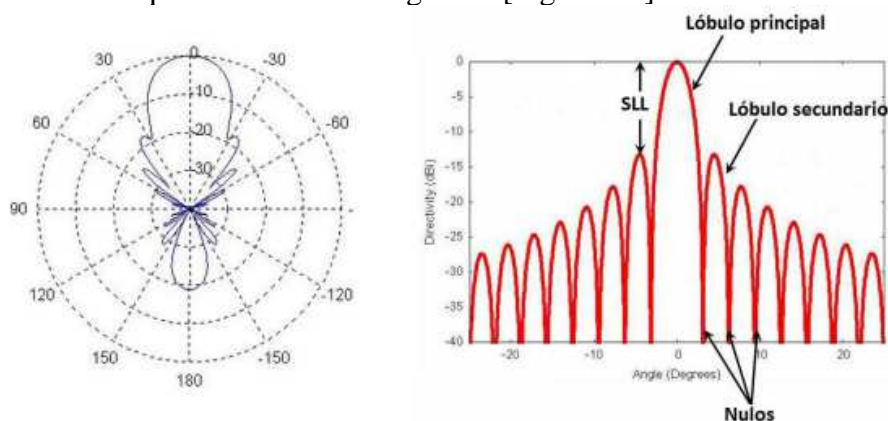
En cuanto a la representación mediante cortes planos, los más representativos son los planos E y H.

El plano E se define como el plano que contiene al vector de polarización de la antena y la dirección de máximo apuntamiento. Este plano contiene el vector de campo eléctrico). El plano H se define como el plano ortogonal al campo E que también contiene la dirección de máximo apuntamiento. El plano H es el que contiene al vector de campo magnético. La intersección de ambos establece la dirección de máxima radiación de la antena.

Si se quiere representar el diagrama de radiación en 2D, se puede realizar tanto en coordenadas polares como cartesianas.

En el primer caso, el espacio se representa mediante una circunferencia y el modo en el que las ondas se disipan dentro de ese entorno se define en grados. Esta representación es más clara en cuanto a la distribución de potencia en los diferentes puntos del espacio haciendo más hincapié en la directividad de la antena. [Figura 2.7]

En el caso de representar en coordenadas cartesianas, el eje de abscisas se representa la variable angular y en el eje de ordenadas la densidad de potencia lo que da una visión del nivel de los lóbulos que tiene nuestro diagrama. [Figura 2.7]



**Figura 2.7 Diagrama de radiación en 2D**

Los parámetros más importantes dentro del diagrama de radiación son los siguientes:

- **Dirección de apuntamiento:** Dirección máxima de radiación
- **Lóbulo principal:** Margen que existe en torno a la dirección de máxima radiación. Define la dirección de máximo apuntamiento.[Figura 2.7]
- **Lóbulos secundarios:** Dos máximos relativos que rodean al principal y tienen menor amplitud y se separan por nulos. [Figura 2.7]
- **Anchura de haz a -3dB:** Parámetro muy útil para observar la directividad de la antena. Muestra la separación angular de direcciones en las que el diagrama de radiación de un haz toma el valor de la mitad del máximo. Se suele denotar como  $\theta_{3dB}$
- **Relación de lóbulo principal a secundario (SLL):** Side Lobe Level Es el cociente entre el máximo valor del lóbulo principal y el máximo valor del lóbulo secundario (ambos en dB).

En función de la directividad se definen tres diagramas de radiación:

- **Isotrópicos:** Radia la misma densidad de potencia en todas direcciones
- **Directivos:** El máximo de radiación está concentrada en una dirección determinada.
- **Omnidireccionales:** Presenta simetría de revolución en torno a un eje.

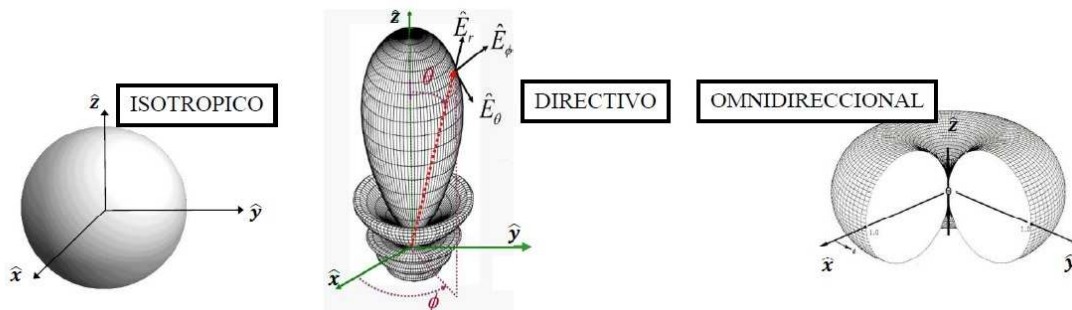


Figura 2.8 Tipos de diagramas de radiación en 3D

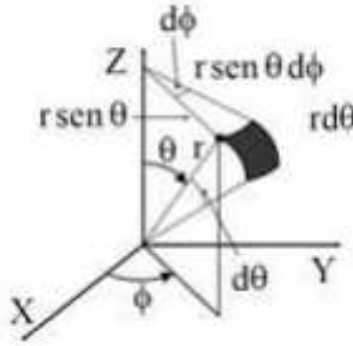
### 2.3.6 Intensidad de Radiación

La intensidad de radiación es la potencia radiada por la antena por ángulo sólido. Será útil para calcular la directividad de la antena.

Se define en condiciones de campo lejano y representa la capacidad de una antena para radiar energía en una determinada dirección. Sigue la siguiente ecuación

$$U_o = W_{rad} r^2$$

Donde  $W_{rad}$  representa la densidad de potencia radiada en función del cuadrado de la distancia ( $r$ )



**Figura 2.9 Referencia del ángulo sólido**

$$d\Omega = \frac{dS}{r^2} = \sin\theta d\theta d\phi$$

$$dS = r^2 \sin\theta d\theta d\phi$$

En el caso de tener un diagrama de radiación isotrópico, la intensidad de radiación no depende de los ángulos  $\theta$  y  $\phi$  por lo que, en este caso, la potencia radiada queda de la siguiente manera:

$$P_{rad} = \oint_{d\Omega} U_o d\Omega = U_o \oint_{d\Omega} d\Omega = 4\pi U_o$$

$$U_o = \frac{P_{rad}}{4\pi}$$

### 2.3.7 Directividad y Ganancia

#### - Directividad:

Se puede definir como la relación entre la intensidad de radiación en una dirección determinada ( $U$ ) con respecto a la intensidad de radiación que produciría la antena si radiara en todas direcciones ( $U_o$ ).

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_o} = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{rad}}$$

Lo más normal es hablar de la directividad de antena en la máxima dirección de apuntamiento:

$$D_{max} = \frac{U_{max}}{U_o} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}}$$

#### - Ganancia:

La ganancia de una antena es la relación que existe entre la intensidad de radiación en una determinada dirección y la intensidad de radiación en todas direcciones (suponiendo antena isotrópica), ambas alimentadas con la misma potencia.

$$G(\theta, \phi) = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}}$$

### 2.3.8 Eficiencia

La eficiencia de una antena es un parámetro importante a la hora de estudiar una antena porque da una idea del rendimiento de radiación del elemento radiante. Se define como la potencia radiada ( $P_{rad}$ ) entre la potencia que llega a la antena ( $P_{in}$ ).

$$\eta_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{in}}$$

Gracias a este parámetro se puede establecer una relación entre los dos estudiados anteriormente (directividad y ganancia).

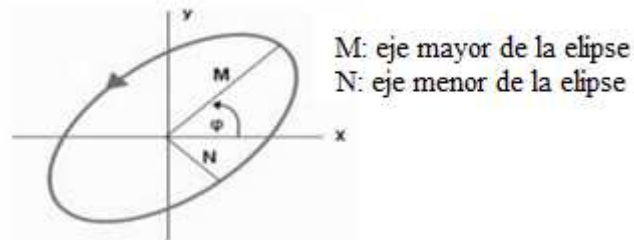
$$G(\theta, \phi) = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}} = \eta_{rad} \left[ \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \right] \Rightarrow G(\theta, \phi) = \eta_{rad} D(\theta, \phi)$$

### 2.3.9 Polarización

La polarización de una antena se mide en una dirección determinada, mide la variación temporal del campo radiado en esa misma dirección.

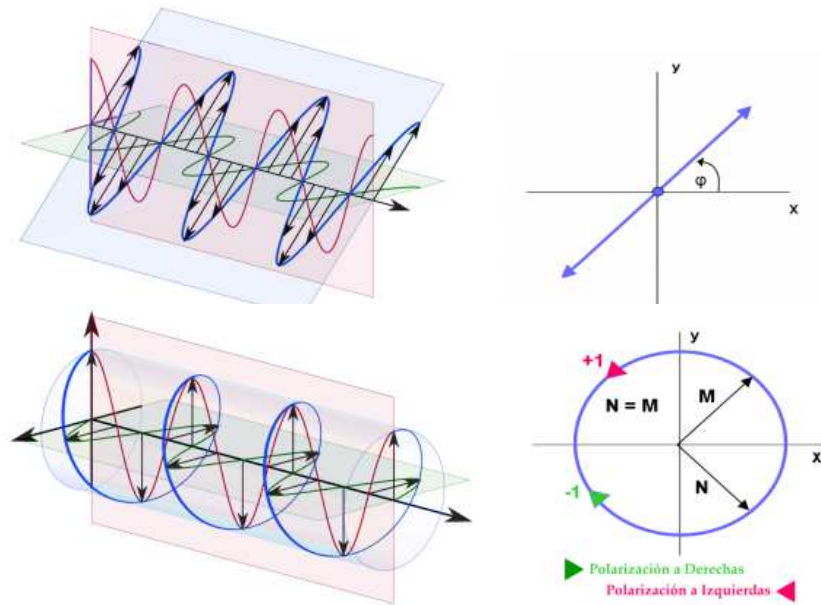
Este parámetro se puede medir debido a que, una antena emite o recibe ondas de radio. Al emitir o recibir esas ondas, en cada punto del espacio existe un valor de campo eléctrico dependiente de la posición y la variación temporal.

Existen diferentes tipos de polarizaciones, que se definen mediante la figura que se traza desde la antena al variar la dirección del campo y su sentido de giro. Es lo que se denomina elipse de polarización.



**Figura 2.10 Elipse de Polarización**

Aunque se denomine elipse de polarización, existen dos casos particulares como se puede ver en Figura 2.11



**Figura 2.11 Polarización linear y circular**

- Polarización lineal: El vector de campo eléctrico se mueve en una dirección formando un segmento. El segmento puede ser tanto horizontal como vertical.
- Polarización circular: El vector de campo eléctrico se mueve en una circunferencia, dependiendo del sentido de giro puede ser polarización a derechas o izquierdas.

El parámetro Relación Axial o Axial Ratio (AR) se define como el cociente entre el eje mayor (M) y el eje menor (N) de la elipse. Con él se puede obtener qué tipo de polarización se está estudiando.

Este parámetro tendrá un valor comprendido entre  $1 \leq AR \leq \infty$  de tal manera que, en los extremos:

$$AR = 1 \Rightarrow \text{Polarización circular}$$

$$AR = \infty \Rightarrow \text{Polarización lineal}$$

### 2.3.10 Ancho de banda

El ancho de banda es la banda de frecuencias donde la antena funciona con unas características determinadas. Una antena no funciona correctamente en todo el espectro debido a su geometría finita.

Se representa como el cociente entre las frecuencias en que puede operar, y se puede representar en porcentaje:

$$BW_{\%} = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_o} 100$$

Donde  $f_o$  es la frecuencia central del rango determinado por  $f_{max}$  y  $f_{min}$ .

## 2.4 Teoría de Guías de Onda

Una guía de onda es un elemento físico que se encarga de propagar ondas electromagnéticas mediante un confinamiento dentro de ella. Al transmitir las señales en guía de onda reduce la disipación de energía por lo que son óptimas para la transmisión de altas frecuencias, concretamente en el rango de microondas.

Una guía de onda está formada por un conductor cerrado y un dieléctrico en su interior.

### 2.4.1 Modos de propagación

El modo de propagación es la manera en que se propaga la energía a través de la guía de onda. Para que se puedan propagar los modos se deben dar ciertas condiciones en la frontera.

En teoría existen infinitos modos de propagación y cada uno tiene su frecuencia de corte a partir de la cual se empieza a propagar.

Los modos de propagación dependen de la polarización, las dimensiones de la guía y la longitud de onda ( $\lambda$ ).

Un modo se propagará si su frecuencia de corte ( $f_c$ ) es inferior a la frecuencia de operación ( $f_0$ ). Los modos que queden por encima de esa frecuencia de corte se denominan evanescentes y se atenúan tan rápido que no se considera que se propaguen por la guía.

Se denomina modo fundamental al primer modo que se propaga por la guía y modo superior al primer modo que no se propaga. Dependiendo del rango de frecuencias en que trabaje la guía ésta podrá ser monomodo o multimodo dependiendo de si se propaga un solo modo o varios respectivamente.

Un parámetro importante en las guías de onda es el ancho de banda monomodo, que indica el rango de frecuencias en las cuales solo se propaga un modo, esto indica que la frecuencia superior es la frecuencia de corte del modo superior y la frecuencia inferior es la frecuencia de corte del modo fundamental de la guía.

Tal y como se describe en [8], [5] las soluciones de las ecuaciones de Maxwell se pueden clasificar según las componentes vectoriales de los campos eléctrico y magnético dando lugar a los siguientes tipos de modos:

- Modos Transversales Eléctricos (TE): Estas soluciones no contienen ninguna componente longitudinal eléctrica. ( $E_z=0$ )
- Modos Transversales Magnéticos (TM): No contienen ninguna componente longitudinal magnética. ( $H_z=0$ )
- Modos Transversales Electromagnéticos (TEM): No contienen ninguna componente longitudinal. ( $E_z=0, H_z=0$ )
- Modos Híbridos: son aquellos donde hay componentes de campo eléctrico y magnético en la dirección de propagación.



En guía de onda, al tener un único conductor cerrado, solo se pueden propagar los modos TE y TM. Los modos TEM se propagan por medios de transmisión con dos conductores distintos y los modos híbridos son propios de las fibras ópticas

## 2.4.2 Tipos de guías de onda

Las guías de onda más habituales son las guías circulares y rectangulares. Según su forma geométrica también es posible tener guías de onda con formas triangulares, elípticas o, incluso, formas arbitrarias. Todos los conceptos están ampliamente desarrollados sobre los tipos básicos en [8]

### 2.4.2.1 Guía rectangular

Este tipo de guía tiene forma rectangular como su propio nombre indica y viene caracterizado por “a” y “b” siendo el ancho y alto respectivamente de la guía como se puede observar en la siguiente imagen

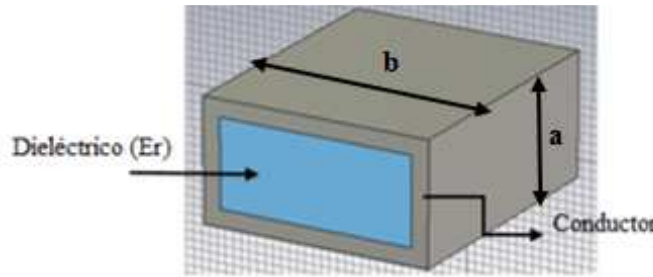


Figura 2.12 Guía de onda rectangular

Como se ha dicho en el punto anterior, en las guías de onda únicamente se pueden propagar los modos TE y TM. Para calcular la frecuencia de los modos se siguen las siguientes expresiones:

$$f_{c_{m,n}} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}$$

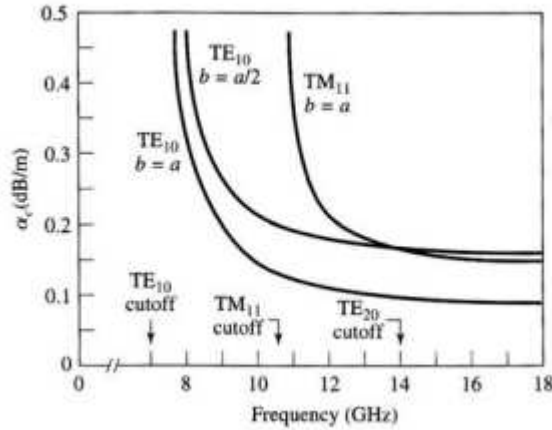
$$c = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad c_0 \text{ es la velocidad de la luz en el vacío } (2.99 \times 10^8 \text{ m/s} \approx 3 \times 10^8 \text{ m/s})$$

$$TE_{m,n}: m, n \geq 0 \quad TM_{m,n}: m, n \geq 1$$

Y la longitud de la onda para cada uno de los modos viene determinada por la siguiente expresión:

$$\lambda_{g_{mn}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c_{mn}}}{f}\right)^2}} \quad \lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

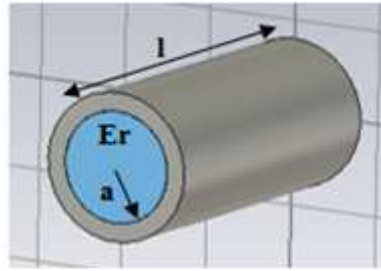
En la siguiente imagen se presenta la atenuación del conductor (dB/m) de la guía para los diferentes modos que se propagan por la guía rectangular. En esta guía siempre se asume que  $a > b$  por lo que el primer modo que se propaga es el  $TE_{10}$ .



**Figura 2.13 Atenuación de guía rectangular [8]**

#### 2.4.2.2 Guía circular

Este tipo de guía es muy utilizado en aplicaciones de microondas. Consta de una sección con radio interior “a” como se muestra en la siguiente figura:

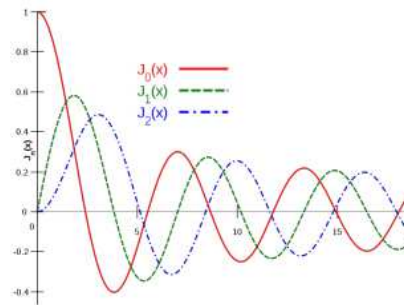


**Figura 2.14 Guía de onda circular**

Para este tipo de guía el cálculo de las diferentes frecuencias de corte se hace de la siguiente manera.

$$\text{Modos TM: } f_{c_{n,m}} = \frac{p_{n,m}}{2\pi a \sqrt{\mu\epsilon}}$$

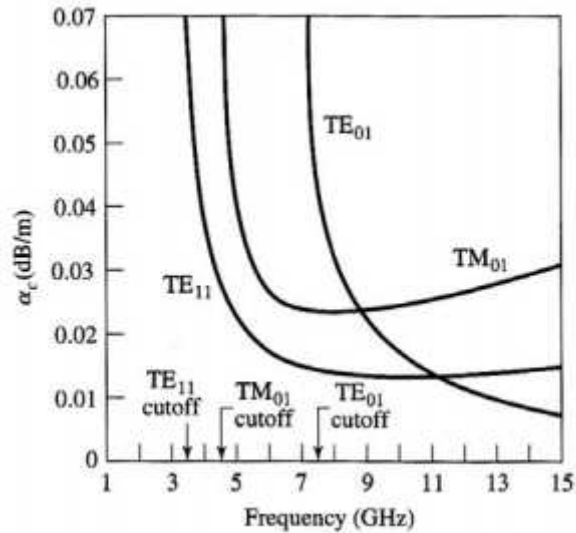
$$\text{Modos TE: } f_{c_{n,n}} = \frac{p'_{n,n}}{2\pi a \sqrt{\mu\epsilon}}$$



Donde  $p_{n,m}$  y  $p'_{n,n}$  son las raíces de las funciones de Bessel.

El modo fundamental en una guía circular es el TE11 y el primer modo superior es el TM01.

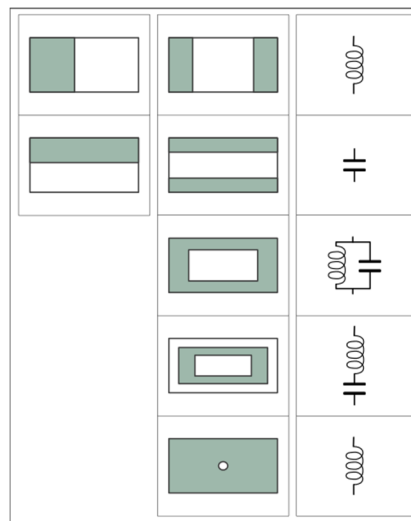
En la siguiente imagen se observa la atenuación del conductor para los distintos modos de la guía.



**Figura 2.15** Atenuación de guía circular

### 2.4.3 Iris en guía de onda

Un iris tiene como objetivo modificar una de las dimensiones de la guía de onda. En el caso de modificar el ancho de la guía rectangular, se comportaría como una inductancia que modifica la impedancia que se ve a lo largo de la guía. Existen diferentes tipos de iris que modifican la impedancia de entrada al circuito como se ve en la siguiente imagen:



**Figura 2.16** Tipos de iris en guía de onda

Los valores que introducen los iris (inductancias y capacitancias) son proporcionales al tamaño de los mismos.

La modificación de las dimensiones de la guía provoca diferentes comportamientos producidos por la oposición del paso del campo eléctrico o magnético.

Al usar estas estructuras, la potencia que es capaz de transportar la guía es menor que una guía normal porque al concentrar el campo (magnético y/o eléctrico) se llega antes a una situación de ruptura.

La ventaja que tiene la introducción de estos elementos es que se puede obtener una modificación de las impedancias que se ven a lo largo de la guía y mejorar la adaptación.

Usando determinadas geometrías se puede favorecer la propagación de un modo u otro.

Otra función que tienen los iris aparte de la ya comentada es la realización de filtros en guía de onda, ya que al conocerse sus circuitos equivalentes, se pueden diseñar circuitos LC con valores determinados.

En la realización de este Proyecto Fin de Carrera se estudiará cómo obtener una mejora de la adaptación y una variación del acoplo de los elementos radiantes de una antena de array mediante el uso de tornillos de sintonía, que serán elementos con un efecto a priori, similar al de los iris a la hora de modificar las impedancias y las frecuencias de resonancia de los elementos radiantes.

#### 2.4.4 Alimentación en guía de onda

Para alimentar una guía de onda lo más común es utilizar un conector coaxial que se introduce en el sustrato por una de las caras de la guía. El conductor exterior se conecta al conductor de la guía, estableciendo el plano de masa del coaxial, y el conductor interior (alma) entra dentro de la guía alimentándola a modo de monopolo.



Figura 2.17 Conector coaxial

Para conseguir la máxima adaptación a la frecuencia de trabajo y la máxima transferencia de potencia entre dos líneas es importante controlar la longitud del alma del conector y la posición dentro de la guía.

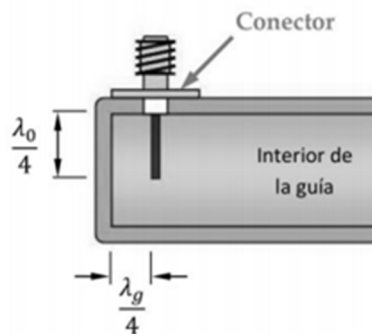


Figura 2.18 Posición y longitud del conector

Para que el funcionamiento dentro de la guía sea como un monopolo se debe introducir el alma  $\frac{\lambda_0}{4}$ . Sin embargo, al estar dentro de la guía el alma radiará a la longitud de onda de la guía ( $\lambda_g$ ).

En cuanto a la posición del conector, éste se debe conectar a una distancia de  $\frac{\lambda_g}{4}$  del principio de la guía para que la onda que emite hacia atrás llegue a la pared de la guía con amplitud cero. Esto provoca reflexión total, o lo que es lo mismo un desfase de  $180^\circ$  o  $\frac{\lambda_g}{2}$ . De este modo la onda que viaja desde el monopolo hacia la pared sufre un desfase de  $\frac{\lambda_g}{4}$  a la ida, otro desfase de  $\frac{\lambda_g}{2}$  al reflejarse y por último un desfase de  $\frac{\lambda_g}{4}$  de vuelta al alma del conector. Si estos desfases se suman, la onda recorre una longitud de onda completa  $\lambda_g$ .

Ante esta situación, esta onda se encuentra con la que emite el monopolo, ambas se suman en fase y se forma una onda progresiva que es la que se propaga por el resto de la guía.

Por todo esto, si se coloca el monopolo a una distancia diferente de  $\frac{\lambda_g}{4}$  produciría desadaptación entre el coaxial y la guía lo que provocaría un nivel de reflexiones muy altas y no se podrían sumar las ondas en fase lo que implicaría una pérdida de potencia dado que no se conseguiría transportar toda la energía posible.

## 2.5 Teoría Microstrip

Las líneas microstrip son líneas de transmisión eléctrica que pueden ser fabricadas en circuito impreso. Se utilizan para transmitir señales en el rango de microondas.

Está formada por una franja de conducción separada de la franja de masa por una capa de sustrato eléctrico [Figura 2.19].

La tira metálica tiene un espesor “T” y una anchura “W” que es muy fina en comparación con la longitud de onda que se propaga por la línea ( $\lambda$ ). Está separada del plano de masa por una capa de sustrato de altura “H” y una constante dieléctrica  $\epsilon_r$ .

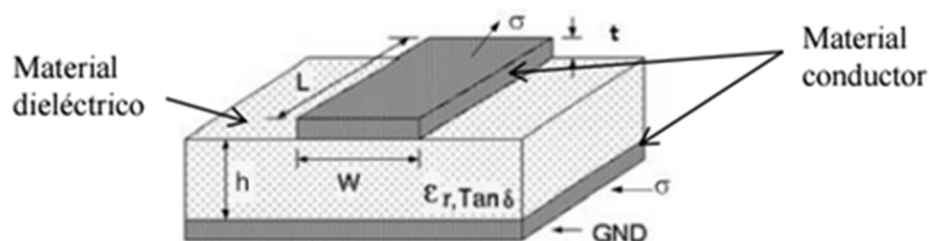
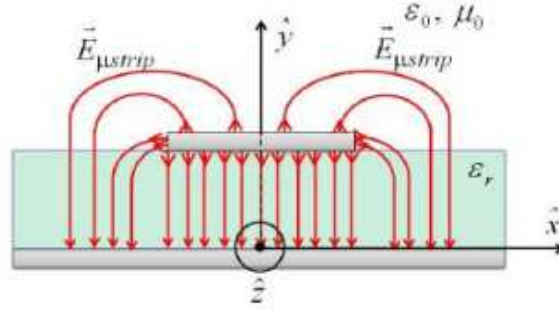


Figura 2.19 Línea Microstrip

La principal ventaja de las líneas de microstrip es que su fabricación es mucho más barata que la tecnología tradicional de guía de onda siendo además más ligera y compacta. En contraposición, tienen mayores pérdidas y es más complicado el control de la potencia.

Al contrario que en la guía de onda, en las líneas microstrip existen dos conductores diferenciados por lo habrá una diferencia de potencial y solo se propagaran los modos TEM, sin hacerlos los modos TE y TM.

Aunque se ha dicho que se propagan modos TEM en realidad lo que se propaga es el modo conocido como quasi-TEM debido a que la onda electromagnética se propaga en parte por el sustrato eléctrico y en parte por el aire que hay sobre él.



**Figura 2.20** Líneas de campo eléctrica en línea microstrip

En general, la constante dieléctrica del sustrato será mayor que la del aire por lo que la onda viajará en un medio no homogéneo. En consecuencia, la velocidad de propagación se halla en un punto entre la velocidad de las ondas del sustrato y la velocidad en las ondas en el aire. Esto se describe declarando la constante dieléctrica efectiva de la microstrip.

$$\epsilon_{r_{eff}} = \begin{cases} \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h}\right)^2 \right], & \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-0.5}, & \frac{W}{h} > 1 \end{cases}$$

La longitud de onda efectiva para este caso será la siguiente:

$$\lambda_{microstrip} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{r_{eff}}}}$$

La forma más común de alimentar la línea microstrip es mediante cable coaxial ya que normalmente son los utilizados en la salida del generador. Se puede alimentar mediante dos formas, bien mediante sonda coaxial vertical, la cual se introduce desde la parte inferior de la línea microstrip, o bien mediante sonda coaxial horizontal, ésta se conecta al plano de masa y el alma sobre la pista microstrip. En este PFC al contar con los flanges de conexión a la guía de onda no se profundizará en esta parte.

## 2.6 Elementos Radiantes

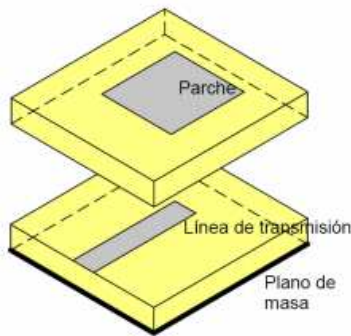
Para emitir señales al medio es necesario tener elementos radiantes. Existen infinidad de tipos de elementos de radiantes pero para este proyecto se presentan los dos tipos más importantes sobre tecnología impresa.

### 2.6.1 Parches

Las antenas microstrip surgen como un nuevo concepto de línea microstrip debido a que éstas no fueron diseñadas para disipar demasiada potencia en forma de radiación.

Una extensión de las antenas microstrip son los parches radiantes. Un parche es una línea microstrip que se sitúa sobre un sustrato apoyado en un plano de masa. Las dimensiones del parche suelen estar en torno a  $\lambda$  y se eligen de manera que la potencia se disipe en el modo de radiación deseada. Suelen tener formas muy variadas, las más comunes son cuadradas, rectangulares o circulares.

El problema que tiene este tipo de elemento radiante es su estrecho ancho de banda. Para poder conseguir más ancho de banda se utilizan técnicas de diseño como apilar varios parches a frecuencias próximas, con ello se consigue una antena con mayor ancho de banda.



**Figura 2.21 Parche radiante**

#### **2.6.1.1 Alimentación de Parches**

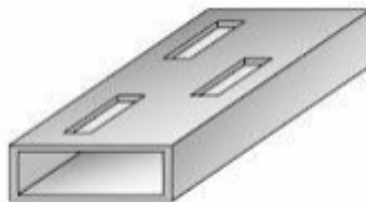
Los parches se pueden alimentar de diferentes maneras, una de ellas es como se observa en la imagen Figura 2.21 mediante capas en las cuales la señal se va acoplando.

Otra forma de alimentarlos es mediante un conector coaxial entrando verticalmente por el plano de masa, de tal manera que el alma toque al propio parche.

Por último se puede colocar una línea de transmisión en la misma capa que el parche.

#### **2.6.2 Ranuras**

Son pequeñas hendiduras en uno de los planos de masa de la línea de transmisión. La señal se escapa en forma de radiación por esas hendiduras. Se considera el equivalente eléctrico de un dipolo de longitud equivalente.



**Figura 2.22 Ranuras**

Una de las dimensiones de la ranura debe ser mucho menor que la longitud de la onda de la señal y la otra debe ser inferior a  $\lambda/2$ , es necesario para conseguir resonancia.

Dada la explicación anterior, es posible que la misma nos lleve a pensar que, para la construcción de una antena simplemente haga falta un tubo o una varilla y no por ello tenga muchas aplicaciones, sin embargo, este tipo de elemento es muy útil en aviones en los que, por las velocidades a las que se mueven y la resistencia que ofrece el aire, impide que sobresalga de él ningún elemento, para salvaguardar esta barrera puede utilizarse una ranura rellena de algún material aislante.

A continuación se va a estudiar la manera de alimentar este tipo de elemento radiante.

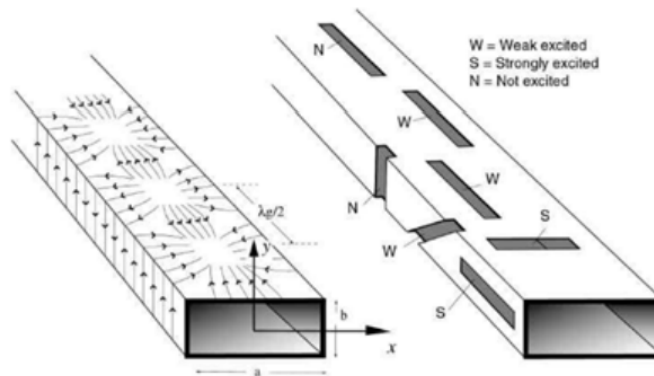
### 2.6.2.1 Alimentación de ranuras

Las ranuras se pueden alimentar mediante dos métodos, por línea microstrip o bien por guía de onda.

La alimentación media línea microstrip se sitúa en el plano de masa y la línea acaba en circuito abierto a una distancia  $\lambda/4$  de la ranura.

La alimentación mediante guía de onda se basa en el modo en que las líneas de densidad de corriente se propagan.

Las ranuras al colocarse en la guía de onda interrumpen el paso de las corrientes siendo el acoplamiento de la ranura mayor en función de las líneas de densidad de corriente que la atraviesan. En la figura siguiente se encuentran expuestas las líneas de densidad de corriente en una guía de onda y los diferentes tipos de ranuras. En el caso de una ranura W, tendrá más acoplo cuanto más perpendiculares lleguen las líneas de corriente a ella.



**Figura 2.23 Diferentes ranuras sobre guía de onda**

Como se puede ver en la Figura 2.23 existen diferentes tipos de ranuras según el modo que se coloquen sobre la guía de onda. Estos modelos son los siguientes:

- Ranuras S (excitación fuerte): Se coloca en el centro de la guía sobre el eje X. En esta posición acopla mucha potencia ya que las líneas de densidad de corriente se mueven en la dirección de propagación de la onda.
- Ranuras W (poca excitación): A diferencia de las ranuras S, este tipo de ranuras acoplará más potencia cuanto más cerca del borde se encuentre ya que, las líneas de campo, van girando a medida que se desplazan del centro, de tal manera que al llegar



al borde se encuentran giradas  $90^\circ$  con respecto a las líneas que pasan por el centro de la guía.

- Ranuras N (excitación nula): Esta dispuesta sobre el eje Z. No acopla prácticamente puesto que las líneas de densidad de corriente van paralelas a su mayor dimensión.

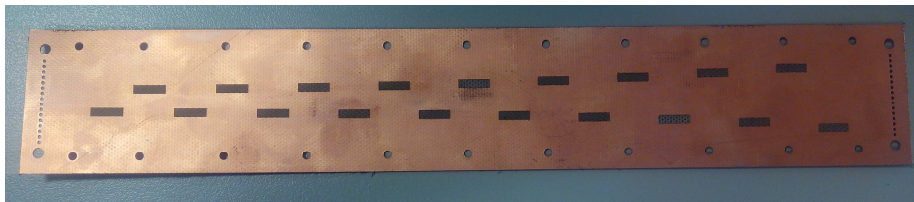
## 2.7 Arrays de antenas

Un solo elemento tiene un diagrama de radiación que ofrece un bajo nivel de ganancia y es relativamente ancho.

Para comunicaciones a larga distancia, se necesitan antenas de alta ganancia y gran directividad. Para poder conseguir estos requisitos existen dos opciones, que se basan en aumentar el tamaño de la antena o bien mediante el acoplamiento de varios elementos radiantes.

Con esta segunda opción nace el concepto de array. Un array es una disposición de varios elementos radiantes de la misma naturaleza que, mediante el acoplo entre ellos se consigue que la antena en su conjunto logre los objetivos propuestos anteriormente. Según la manera de distribuir los elementos que forman el array se puede realizar la siguiente clasificación:

- Arrays lineales: Los elementos se colocan sobre una línea recta



**Figura 2.24 Array lineal**



**Figura 2.25 Array plano**

- Arrays conformados: Los elementos se colocan sobre una superficie curva



**Figura 2.26 Array conformado**

Un array está definido por un vector de posicionamiento ( $\vec{r}$ ), la corriente de alimentación ( $I_i$ ) y el diagrama de radiación de cada elemento por separado ( $\vec{E}_e(\theta, \phi)$ ).

$$\vec{E}_i(\theta, \phi) = \vec{E}_e(\theta, \phi) \frac{I_i}{I_o} e^{jk_o \vec{r} \vec{r}_i}$$

Donde  $I_o$  es la corriente de entrada al array.

El diagrama de radiación del array será la suma de los diagramas de radiación de cada elemento unitario. De esta manera queda la siguiente expresión:

$$\begin{aligned} \vec{E}_A(\theta, \phi) &= \sum_i \vec{E}_i(\theta, \phi) \\ &= \sum_{i=1}^N \vec{E}_e(\theta, \phi) \frac{I_i}{I_o} e^{jk_o \vec{r} \vec{r}_i} = \vec{E}_e(\theta, \phi) \sum_{i=1}^N \frac{I_i}{I_o} e^{jk_o \vec{r} \vec{r}_i} \\ &= \vec{E}_e(\theta, \phi) F_A(\theta, \phi) \end{aligned}$$

Donde  $F_A(\theta, \phi)$  se denomina Factor de Array.

En función de las alimentaciones en módulo y fase de cada uno de los elementos radiantes del array se pueden modificar las características radiantes de la antena completa.

Para que los diagramas de radiación sean muy directivos es necesario que los campos interfieran constructivamente en las direcciones deseadas. Esto se controla mediante unos parámetros básicos que definen varios tipos de antenas de array que dan diferentes prestaciones.

- Posición geométrica de los elementos del array
- Posición entre dos elementos
- Amplitud de cada elemento
- Fase de cada elemento
- Diagrama de radiación de cada elemento

Con esto se quiere explicar que, en función de las alimentaciones en módulo y fase de cada uno de los elementos del array, se pueden modificar las características radiantes de la antena completa como se verá en el punto siguiente.

### 2.7.1 Arrays lineales

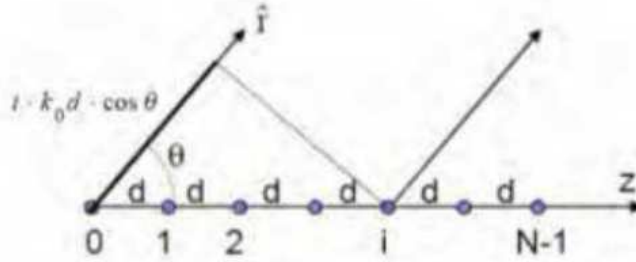
En este tipo de arrays los elementos se colocan a lo largo de una línea recta como se ha visto antes. Dentro de este tipo se pueden distinguir dos subtipos en función de si los elementos están o no equiespaciados.

Las leyes de excitación más utilizadas para este tipo de arrays son las siguientes:

- Fase progresiva:  $A_i = a_i e^{j(i\alpha)}$
- Amplitud y fase uniformes:  $A_i = 1 \forall i$
- Amplitud uniforme y fase progresiva:  $A_i = a_i e^{j(i\alpha)}$
- Amplitud simétrica y decreciente del centro al borde

El array lineal más sencillo es aquel que tiene “N” elementos equiespaciados a una distancia “d” situados sobre el eje z. Para este caso el Factor de Array se calculará de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \left\{ \begin{array}{l} \vec{r}_i = i \cdot d \cdot \hat{z} \Rightarrow \hat{r} \cdot \vec{r}_i = i \cdot d \cdot \cos \theta \\ A_i = a_i e^{j\alpha_i} \end{array} \right. &\Rightarrow \\ F_A(\theta, \phi) = \sum_{i=1}^N A_i e^{jk_0 \vec{r}_i \cdot \hat{r}} = \sum_{i=1}^N a_i e^{j(i \cdot k_0 \cdot d \cdot \cos \theta + \alpha_i)} \end{aligned}$$



**Figura 2.27 Array lineal de N elementos equiespaciados separados una distancia d**

En las ecuaciones anteriores, queda demostrado lo dicho anteriormente, el  $F_A$  puede verse afectado tanto por la amplitud como por la fase de cada elemento radiante. Estudiando estas variaciones se pueden llegar a conseguir las modificaciones necesarias para obtener unos diagramas de radiación u otros en función de la necesidad.

### 2.7.2 Arrays planos

Los arrays planos contienen sus elementos en una matriz rectangular. Éstos ofrecen mayor versatilidad ya que se pueden obtener diagramas que apunten en cualquier dirección del espacio. Para un array plano de  $M \times N$  elementos, el Factor de Array se define según la siguiente expresión:

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} A_{mn} e^{jk_0 m d_x \sin \theta \cos \phi} \cdot e^{jk_0 n d_y \sin \theta \sin \phi}$$

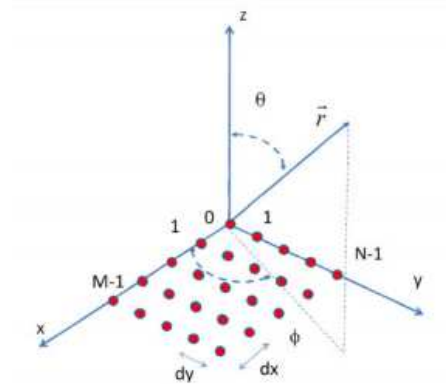


Figura 2.28 Array plano de MxN elementos

### 2.7.3 Phased Array

Sea cual sea el tipo de array que se tenga, siempre que los elementos tengan una amplitud de alimentación uniforme el diagrama de radiación debe ser controlado con la fase. A este tipo de arrays se les conoce como phased arrays o arrays de exploración.

Variando el desfase progresivo  $\alpha$  se puede barrer todo un plano  $\phi$  con un array lineal, también variando  $\alpha_x$  y  $\alpha_y$  para arrays planos, se puede barrer todo el espacio.

Por ejemplo, el Factor de Array de una retícula plana cuyos elementos tienen amplitudes de alimentación reales y positivas, fases progresivas, se puede calcular como el factor de array del plano X por el factor de array del plano Y, siendo éstos independientes.

$$\begin{cases} A_{mn} = a_m e^{jm\alpha_x} e^{jn\alpha_y} \\ \Psi_X = k_o d_x \sin\theta \cos\phi + \alpha_x \Rightarrow \\ \Psi_Y = k_o d_y \sin\theta \sin\phi + \alpha_y \end{cases}$$

$$F_A(\Psi_X, \Psi_Y) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m e^{jm\Psi_X} \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn\Psi_Y} = F_{A_x}(\Psi_X) F_{A_y}(\Psi_Y)$$



Figura 2.29 Radar construido con phased array PAVE PAWS en Alaska

## 2.8 Herramientas de diseño y simulación

### 2.8.1 CST Microwave Studio

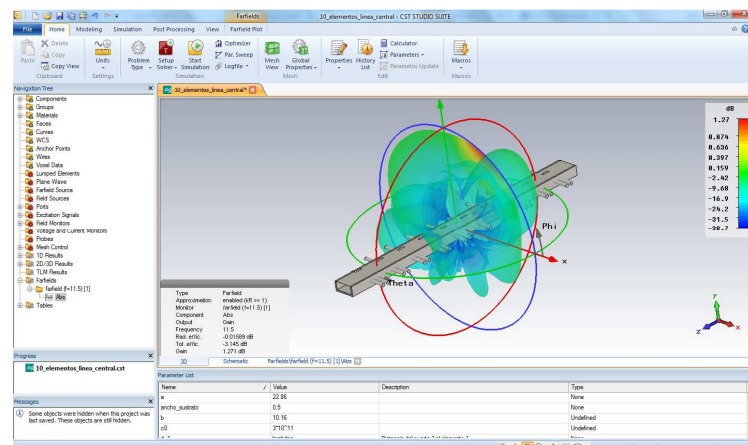
Esta herramienta de diseño fue creada por la empresa CST para la simulación electromagnética en 3D de componentes de alta frecuencia.

La versión disponible en el grupo RFCAS de la Escuela Politécnica Superior es la 2014. Ha sido la principal herramienta de diseño de este PFC.

Para elementos de alta frecuencia como antenas, filtros, estructuras de diversas capas, y para el comportamiento electromagnético de los diseños de alta frecuencia cuenta con un análisis rápido y preciso.

Promueve una tecnología completa y de alta calidad electromagnética en 3D. Tal y como se ha visto, al tener gran variedad de tecnologías disponibles permite al usuario un rango de aplicación muy amplio.

Aparte de lo comentado anteriormente, cuenta con filtros para la importación y exportación de archivos CAD específicos, lo que ahorra tiempo y mejora el diseño a la hora de construir los elementos.



**Figura 2.30 Entorno de diseño CST Microwave Studio**

## 2.8.2 Advanced Design System (ADS)

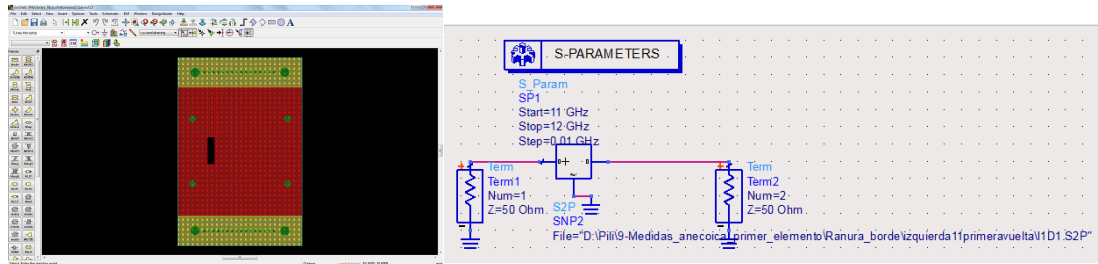
Advanced Design System (ADS) fue creado por Agilent Technologies para la simulación circuital de gran variedad de dispositivos, entre ellos se pueden destacar amplificadores, líneas de transmisión, filtros, resonadores y osciladores.

Este programa lleva a cabo simulaciones con una precisión bastante alta basándose en las librerías que contiene.

Las ventajas de este software son que se puede disponer de dos tipos de ventanas, una para trabajar con el circuito y ver los resultados de las simulaciones y otra para ver el circuito físicamente a partir de las partes que lo componen mediante el tratamiento de Layouts.

En este tipo de programa también se puede importar/exportar diferentes ficheros entre ellos CAD y TOUCHSTONE.

Esto ha sido necesario para la construcción del circuito impreso de este PFC ya que se generan los archivos Gerber.

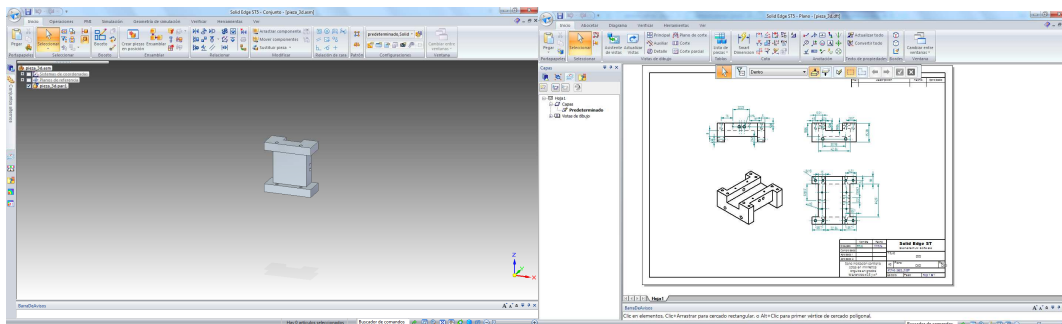


**Figura 2.31 Interfaz de ADS. Layout (Izquierda) y Esquemático (derecha)**

### 2.8.3 Solid Edge

Esta herramienta ha sido desarrollada por la empresa Siemens, para el desarrollo entre otros, de diseños 3D, simulación y fabricación.

En este PFC se ha utilizado para la realización de los planos de las piezas de aluminio de la antena en guía de onda.

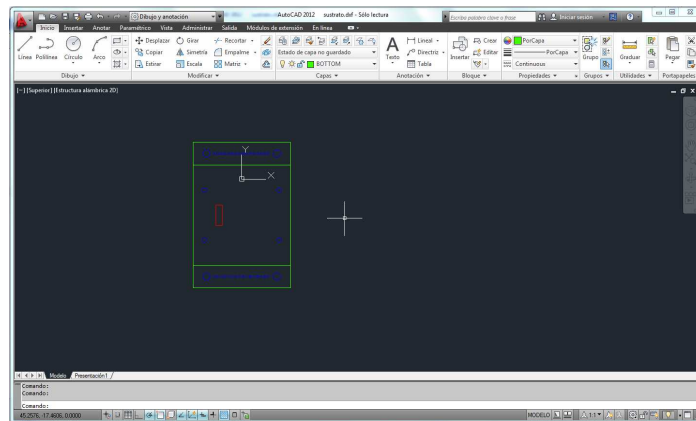


**Figura 2.32 Entorno de diseño Solid Edge**

### 2.8.4 AutoCAD

AutoCad es un software CAD, como su nombre indica, propiedad de Autodesk. Se utiliza para dibujo 2D y modelado 3D

En este PFC se ha utilizado para realizar los planos de circuito impreso (exportándolos primero de CST) modelando las diferentes capas y como paso intermedio antes de generar los gerber utilizando ADS.



**Figura 2.33 Entorno AutoCAD**





# **3 Diseño del elemento unitario**



### 3.1 Introducción

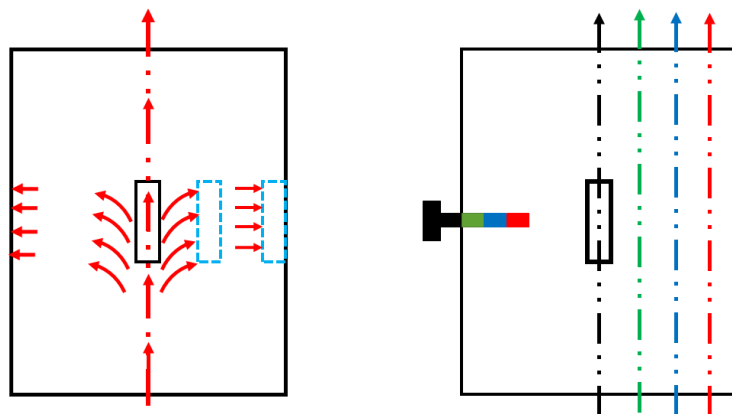
Este proyecto surge a partir de los diseños presentados [1] donde se propone el diseño y fabricación de un array lineal de ranuras sobre guía de onda para polarización circular. Como novedad presentaban la inclusión de una serie de elementos denominados “vías de sintonía”, que tenían como principal objetivo mejorar las características de adaptación ya que cortocircuitaban las caras superior e inferior de la guía en puntos cercanos al elemento radiante. La inclusión de dichas vías de sintonía para compensar la adaptación del elemento provocaba una mejora de la adaptación del array completo.

Existen otros estudios [7] en los que en vez de utilizar vías, se introducen iris que pueden llegar a modificar las propiedades eléctricas de dichos elementos. La desventaja vista desde un punto de vista práctico es que son elementos fijos que no pueden introducir diferentes modificaciones dependiendo de las prestaciones requeridas.

De ahí, surge la idea de introducir elementos sintonizables sobre el elemento radiante (ranuras en el caso de este proyecto). Estos componentes serán tornillos. Éstos ya se han utilizado para otras aplicaciones como filtros resonadores los cuales servían para sintonizar canales de banda estrecha.

En trabajos previos desarrollados en RFCAS se ha trabajado con elementos radiantes de tipo ranura transversal alimentados por guía de onda utilizando tornillos verticales como elemento sintonizable [1]. Una vez estudiada esa configuración, en este proyecto se diseña la ranura longitudinal colocando los tornillos en la cara lateral de la guía puesto que es donde se prevé que funcionarán con mayor precisión los tornillos.

El objetivo de colocar tornillos en las posiciones determinadas es desplazar de una manera “virtual” el centro de densidad de corriente, de tal manera que, conseguirá un efecto de “desplazamiento virtual” de la ranura de un estado más resonante a menos resonante o viceversa.



**Figura 3.1 Descripción del desplazamiento virtual de la ranura usando tornillos**

En los siguientes puntos se desarrollará cómo se ha realizado el elemento unitario desde la parte más primitiva como elegir el tipo de guía de onda o las dimensiones del elemento radiante. A partir de ahí, se irán introduciendo elementos de sintonía, en primer lugar, iris como elemento más básico para realizar un primer estudio sobre el comportamiento del

elemento unitario al introducir un componente externo. Posteriormente, se cambiarán los iris por tornillos como elemento de sintonía.

Primero se introducirá un sólo elemento de sintonía, de tal manera que se caractericen los efectos que produce introducirlo en función de su posición respecto a la ranura radiante. Posteriormente, se procederá a la combinación de varios elementos de sintonía (tornillos) con el objeto de modificar, en la medida de lo posible, las características radiantes del conjunto radiante. Una vez caracterizado el elemento radiante en simulación, se realizará la fabricación de un prototipo con el fin de validar los resultados obtenidos de manera experimental.

### 3.2 Guías de onda de alimentación

Para diseñar la guía de onda se ha utilizado el estándar EIA (Electronic Industries Alliance) de Estados Unidos. En este proyecto se va a trabajar en el rango de frecuencias 11-12 GHz por lo que existen dos posibles guías de onda dentro de este estándar: WR-75 y WR-90.

La guía de onda WR-90 trabaja en un rango de frecuencias entre 8.2-12.4GHz y el WR-75 entre 10-15GHz. Se ha decidido utilizar la WR-90 dado que en el laboratorio RFCAS contaban con el kit TRL de calibración en guía de onda para este modelo.

La guía de onda tiene unas dimensiones de:

$$\begin{aligned} a &= 22.86mm \\ b &= 10.16mm \end{aligned}$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda_o}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c_{TE10}}}{f}\right)^2}} = 31.765mm$$

En este caso el modo fundamental que se propaga es el  $TE_{10}$   $f_{c_{10}} = 6.5616GHz$ . Por

tanto, usando la fórmula del apartado 2.4.2.1 para el cálculo de las frecuencias de corte de los modos que se propagan por una guía rectangular, esta guía tendrá un rango de frecuencia monomodo desde los 6.5616 GHz (modo fundamental  $TE_{10}$ ) hasta los 13.123GHz cuándo se empieza a propagar el  $TE_{20}$ , que para esta guía es el primer modo de orden superior. Dado que se suele dejar un margen entre frecuencias, en el caso de la primera, suele dejar un 25% por encima y en la segunda un 5% para compensar pérdidas que pudiesen producirse. Lo normal suele ser el siguiente rango, el cual concuerda con el teórico estudiado para la WR-90.

$$1.25f_{c1} < f < 0.95f_{c2}$$

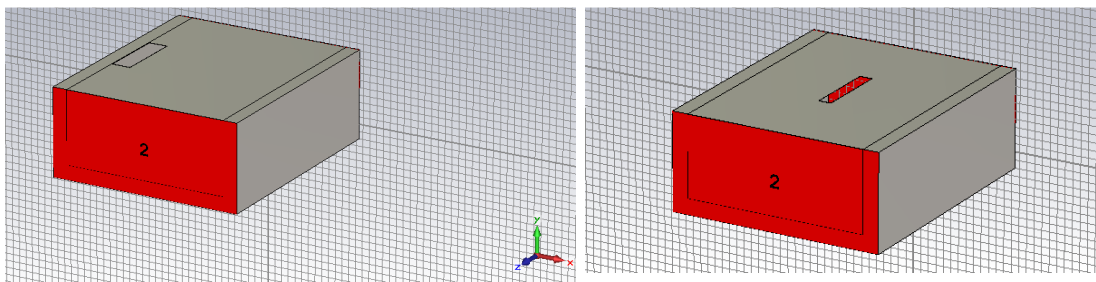
### 3.3 Ranura longitudinal

El elemento unitario será el punto de partida de este PFC. Para caracterizarlo de una manera lo más completa posible, lo primero es seleccionar las dimensiones que tendrá la ranura utilizada.

Una ranura es una pequeña hendidura sobre un plano de masa, como ya se explicó en el apartado 2.6.2. Es necesario realizar un estudio sobre el tipo de ranura elegida, en cuanto a sus dimensiones y al lugar donde irá colocada sobre la guía de onda de alimentación.

En este trabajo, se ha escogido la ranura longitudinal rectangular como elemento radiante, ya que no precisa de un estudio demasiado extenso de su caracterización. Además, uno de los objetivos principales de este proyecto es comprobar el efecto de los tornillos de sintonía sobre un elemento radiante similar a la ranura transversal estudiada en [1].

Para elegir las dimensiones de la ranura se hizo un estudio sobre las diferentes longitudes que se podían aplicar al elemento radiante para encontrar la ranura de longitud resonante para trabajar durante todo el PFC. A diferencia de la ranura transversal, en la que hay que modificar la longitud de la ranura para variar el acoplo, en las longitudinales se puede desplazar hacia el borde manteniendo el mismo tamaño de ranura. Cuanto más al borde de la cara superior de la guía se encuentre la ranura (según la configuración presentada en el apartado 2.6.2) mayor será la capacidad de acoplo de la ranura. En cuanto a su anchura, convencionalmente se utilizan valores mucho menores que la longitud elegida. En este PFC se han utilizado ranuras de  $(\lambda_0/20)$  mm de anchura, siendo  $\lambda_0$  la longitud de onda en el vacío a la frecuencia de diseño (11.5 GHz).



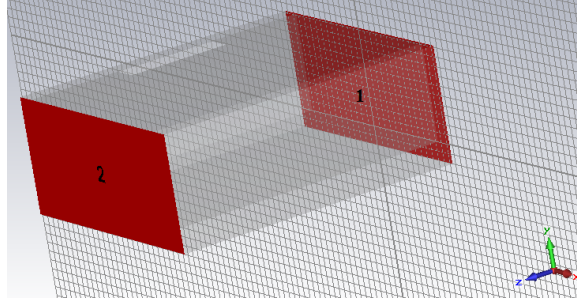
**Figura 3.2 Diseño del elemento unitario con la ranura colocada en diferentes posiciones de la guía de onda**

Otra peculiaridad de un diseño de este tipo es la fabricación de este elemento. La ranura puede ser mecanizada directamente sobre la cara metálica superior de la guía de onda. No se ha elegido este método de fabricación porque requiere de una precisión demasiado elevada a la hora de su construcción, así como un coste más elevado. La Escuela Politécnica Superior cuenta con un taller de fabricación de circuitos impresos, debido a ello, a la facilidad de mecanizado y al bajo coste que supone, se ha decidido construir la ranura sobre tecnología de circuitos impresos. El sustrato elegido para realizar las ranuras radiantes ha sido TACONIC RF-35 por su disponibilidad en RFCAS. Sus parámetros (espesor de 0.508mm y constante dieléctrica  $\epsilon_r=3,5$ ) proporcionan una estabilidad mecánica para realizar este tipo de elementos con mayor precisión. Se ha utilizado el sustrato más fino del que se disponía en el laboratorio para que el sustrato afectase lo menos posible a la ranura.

Sin embargo, el uso de esta tecnología de fabricación obliga a colocar un sustrato dieléctrico sobre la ranura radiante. Esto hace que la longitud de resonancia de la ranura cambie respecto a si hubiera sido mecanizada directamente sobre el metal (dado que no la ranura no estará directamente en contacto con el aire). Al tener un sustrato de por medio, necesitará que la longitud de la ranura sea menor para poder obtener un comportamiento equivalente.

### 3.3.1 Entorno de simulación del elemento unitario

El primer paso a la hora de realizar diseños en un entorno de simulación. Una vez diseñada la estructura hay que definir los puertos. En este caso se van a tener dos puertos como se puede ver en



**Figura 3.3 Puertos del elemento unitario**

El puerto 1 se considera el puerto de entrada, es el encargado de alimentar el elemento unitario. El puerto dos, en cambio, es el encargado de sacar la potencia que no ha podido ser radiada por el elemento. En el caso de diseñar un array de onda progresiva, (paso final del proyecto), la señal que en este caso llega al puerto 2, es la que llegaría al siguiente elemento del array.

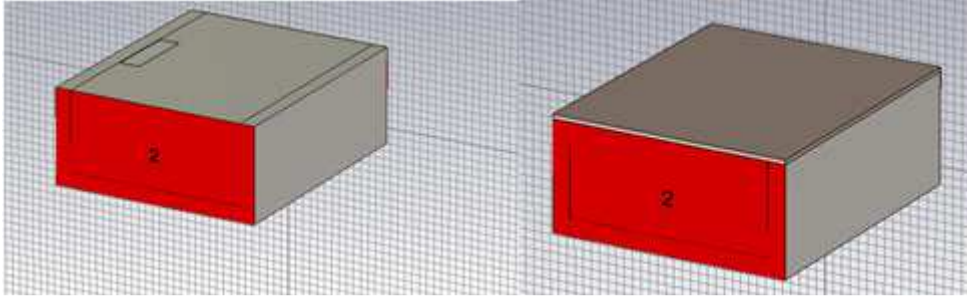
Con esta definición ya se pueden obtener los parámetros S de la estructura. El parámetro  $S_{11}$  se corresponde con el coeficiente de reflexión a la entrada del elemento. Interesa minimizar el nivel de reflexión a la entrada. El parámetro  $S_{21}$  en cambio, es la potencia que llega al puerto de salida (puerto 2) desde el puerto de entrada, es decir la señal no radiada.

Con estos dos parámetros se puede calcular el nivel de acoplo (que a partir de aquí se denominará como parámetro “ $S_{31}$ ” asimilando la radiación de la ranura al puerto 3 de la simulación, siendo dicho puerto “virtual”) que tiene el elemento unitario a partir de la siguiente expresión:

$$S_{31} = 20\log(\sqrt{1 - (|s_{11}|^2 - |s_{21}|^2)})$$

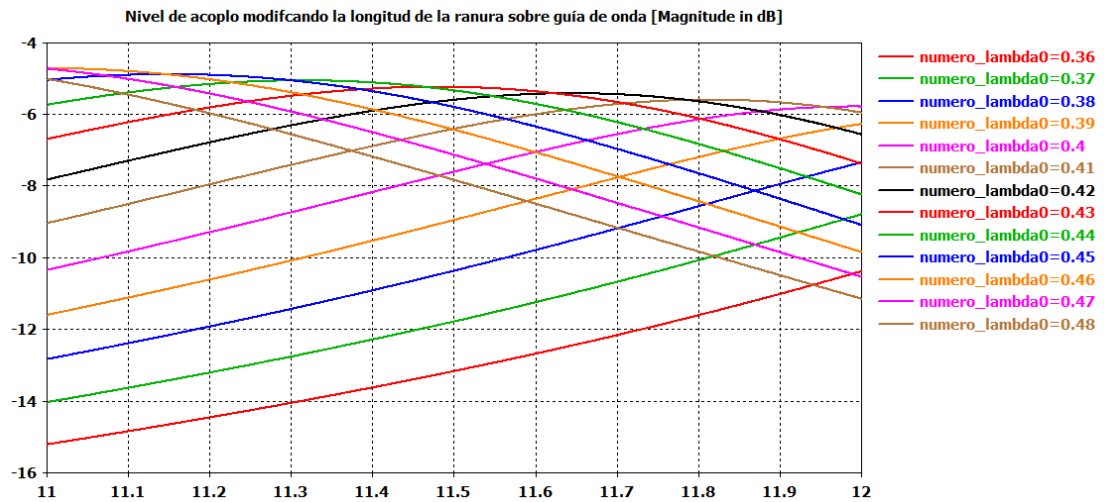
### 3.3.2 Ranura resonante impresa en sustrato

El estudio presentado en este apartado ha sido realizado para obtener la equivalencia de la longitud de la ranura resonante en función de si se coloca sobre la propia guía (radiando hacia el aire) o sobre sustrato impreso.  $\frac{\lambda_0}{10}$   $\frac{\lambda_0}{20}$  Se hicieron diferentes simulaciones con CST para determinar la longitud en la cual la ranura era resonante a la frecuencia de 11.5 GHz. Se varió la longitud de la ranura desde  $0.36\lambda_0$  hasta  $0.48\lambda_0$  para tener un rango amplio donde poder encontrar la resonancia a la frecuencia deseada.

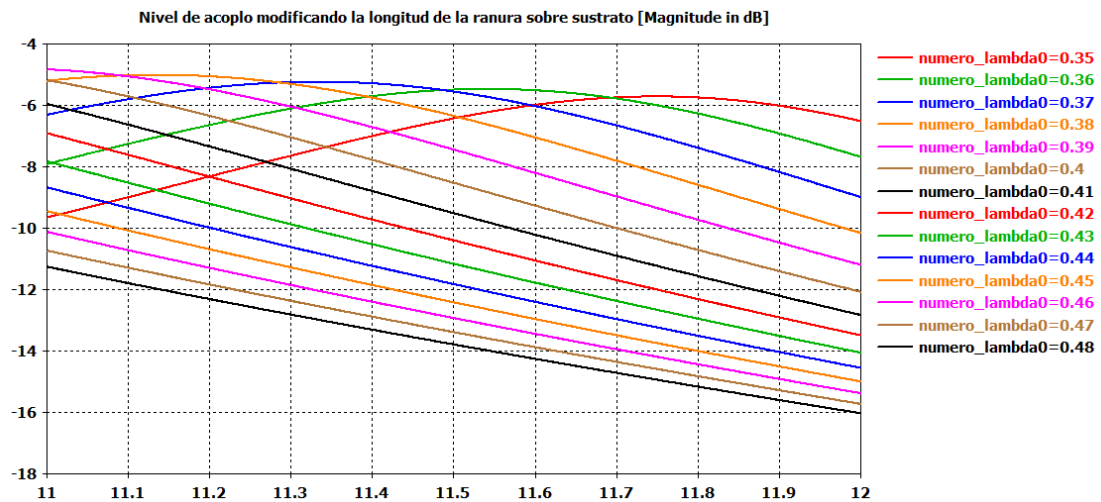


**Figura 3.4 Ranura colocada sobre guía de onda y sobre sustrato**

En las siguientes figuras, el parámetro denominado “numero\_lambda0” representa el coeficiente que multiplica al parámetro  $\lambda_0$  para obtener la longitud de la ranura.



**Figura 3.5 Nivel de acoplo modificación la longitud de la ranura en longitudes de onda sobre guía de onda**



**Figura 3.6 Nivel de acoplo, modificación la longitud de la ranura en número longitudes de onda sobre sustrato**

Longitud de la ranura	Acoplo (dB)	
	Con sustrato	Sin sustrato
$0.48\lambda_0$	-13,7	-7,
$0.47\lambda_0$	-13,4	-7,1
$0.46\lambda_0$	-12,9	-6,4
$0.45\lambda_0$	-12,4	-5,8
$0.44\lambda_0$	-11,8	-5,3
$0.43\lambda_0$	-11,1	-5,2
$0.42\lambda_0$	-10,4	-5,6
$0.41\lambda_0$	-9,5	-6,4
$0.40\lambda_0$	-8,5	-7,6
$0.39\lambda_0$	-7,4	-8,9
$0.38\lambda_0$	-6,3	-10,3
$0.37\lambda_0$	-5,5	-11,7
$0.36\lambda_0$	-5,5	-13,2

**Tabla 3.1 Nivel de acoplo para diferentes longitudes (en número de longitudes de onda) con y sin sustrato**

A primera vista, los resultados obtenidos son bastante parecidos. En la tabla, los valores destacados en color amarillo muestran los valores de acoplo más altos a la frecuencia de trabajo 11.5GHz. Estos valores, a su vez, proporcionan la longitud de la ranura a la cual ésta es resonante. Se determina la longitud resonante a  $0.36\lambda_0$  sobre sustrato. En ambos casos los acoplos son prácticamente iguales, variando alrededor de 0.3dB. Esta pequeña diferencia viene determinada por el sustrato, el cual introduce pérdidas, pero al ser un sustrato tan fino se comprueba que las pérdidas ocasionadas no son notables.

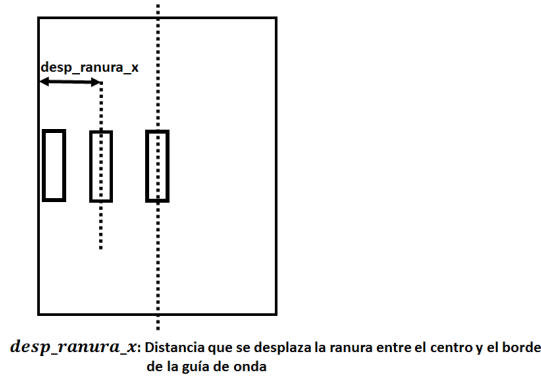
Es necesario destacar que, a partir de este punto del documento y en adelante, y **a pesar de que todas las figuras se mostrarán sin sustrato dieléctrico sobre la ranura, todos los diseños han sido realizados para una ranura resonante (de longitud  $0.36\lambda_0$ ) impresa sobre sustrato dieléctrico** (espesor de 0.508mm y constante dieléctrica  $\epsilon_r=3,5$ ).

### 3.3.3 Acoplo de la ranura en diferentes posiciones

Para caracterizar el elemento unitario se va a realizar un barrido de la posición de la ranura sobre la propia guía de onda. Con esto se puede estudiar el valor de acoplo nominal de la ranura en función de posición para, más adelante, poder determinar las variaciones del nivel de acoplo respecto a dicho valor nominal cuando se introduzcan los tornillos más adelante.

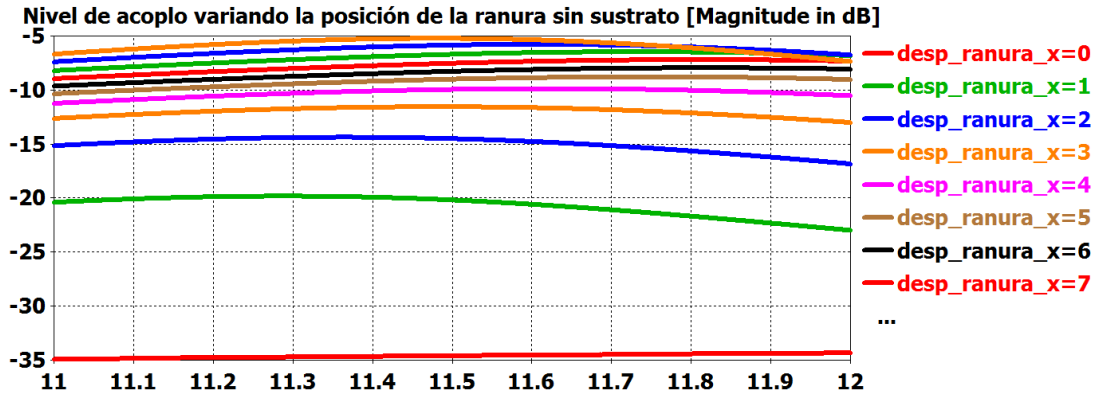
Se ha colocado la ranura en el borde de la cara superior de la guía y se ha ido desplazando hacia el centro de la misma. Al colocarse en el borde de la guía de onda, estará colocada a unos 11.43 mm respecto del origen. Para no se quede justo al borde y que se puedan producir problemas en el proceso de construcción se ha decidido desplazar la ranura un máximo de 10 mm respecto del centro de la guía. Como ya se comentó al comienzo del presente apartado la ranura acoplará mayor cantidad de señal cuanto más cerca del borde de la cara superior se encuentre.



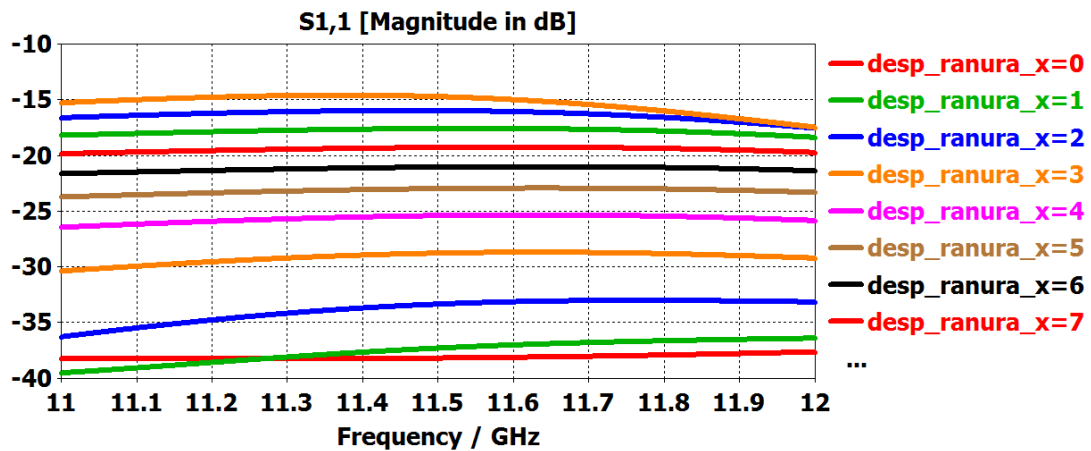


**Figura 3.7 Esquema del movimiento de la ranura por la guía de onda**

$s_{31} = 20 \log(\sqrt{1 - (|s_{11}|^2 - |s_{21}|^2)})$  En las siguientes figuras (Figura 3.11 y Figura 3.15), se puede observar los parámetros de transmisión y reflexión de una ranura colocada en la cara superior de la guía de onda y la cual se ha ido desplazando desde el centro de ésta hacia el borde. Sólo para este caso el análisis ha sido realizado tanto para la ranura resonante (longitud  $0.48\lambda_0$ ) sin sustrato dieléctrico como para la impresa sobre sustrato (longitud  $0.36\lambda_0$ ). El objetivo de realizar este doble análisis es reforzar el estudio realizado en el apartado anterior de este documento.



**Figura 3.8 Nivel de acoplo de una ranura en diferentes posiciones sobre guía de onda**



**Figura 3.9 Reflexión (en dB) de una ranura en diferentes posiciones sobre guía de onda**

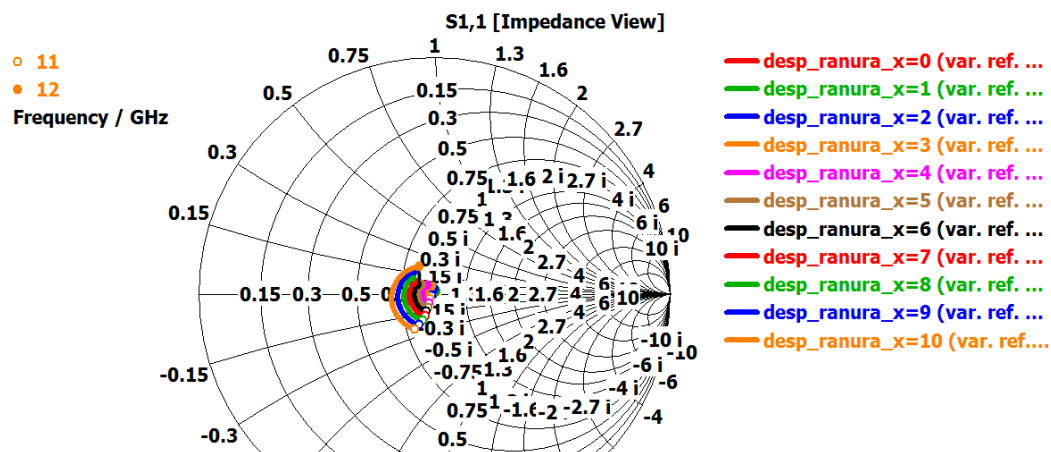


Figura 3.10 Carta de Smith de una ranura en diferentes posiciones sobre guía de onda

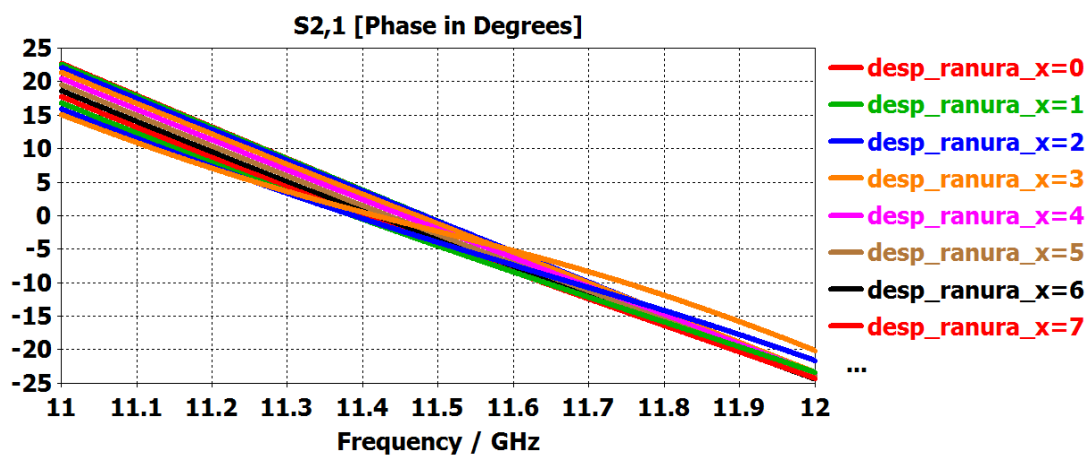


Figura 3.11 Fase de una ranura en diferentes posiciones sobre guía de onda

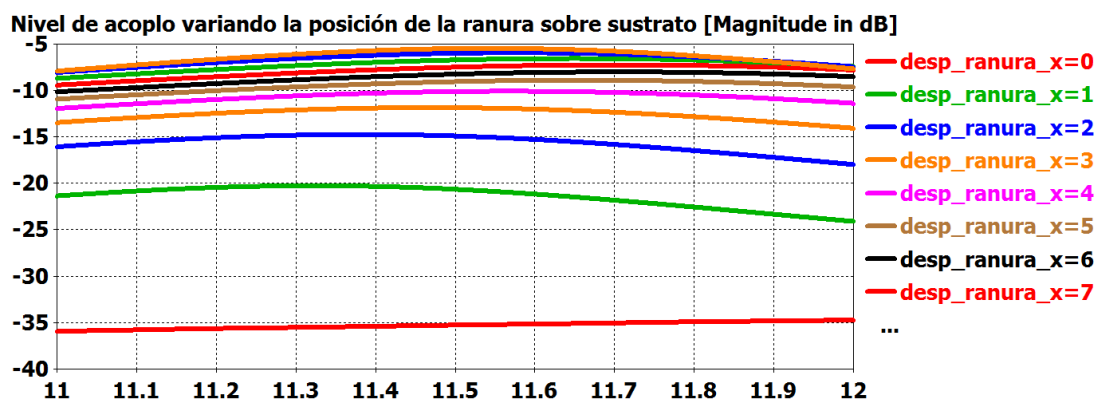


Figura 3.12 Nivel de acoplo de una ranura en diferentes posiciones sobre sustrato

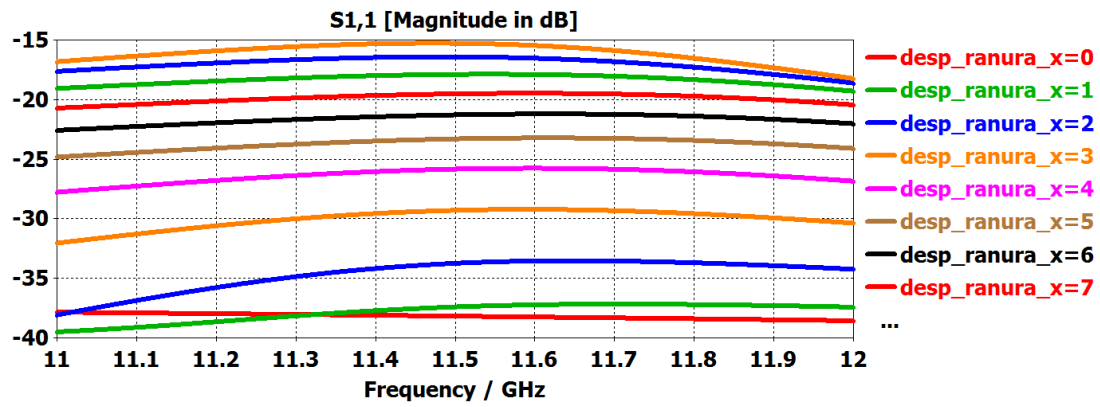


Figura 3.13 Reflexión (en dB) de una ranura en diferentes posiciones sobre sustrato

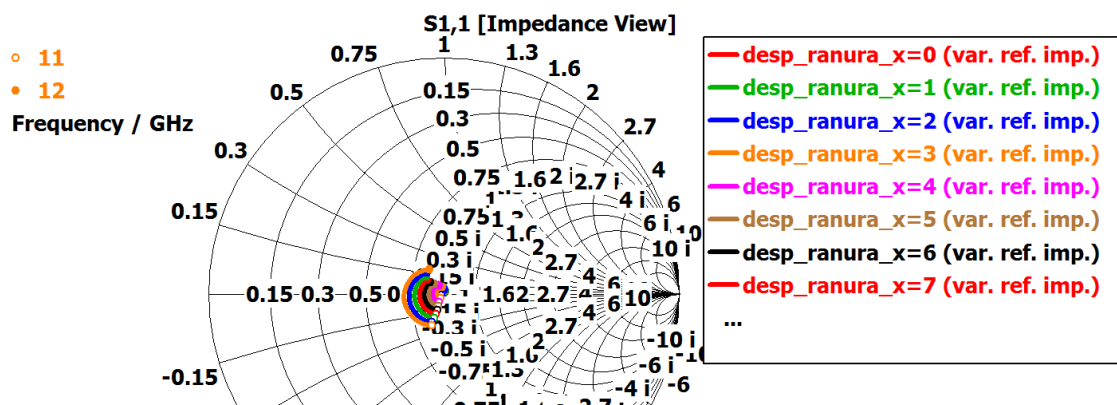


Figura 3.14 Carta de Smith de una ranura en diferentes posiciones sobre sustrato

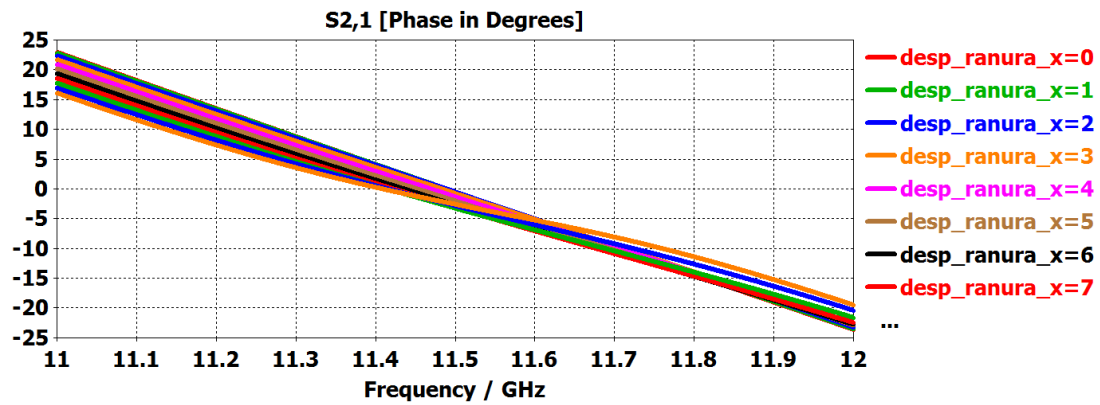


Figura 3.15 Fase de una ranura en diferentes posiciones sobre sustrato

Desp · (mm)	Sin sustrato (dB)			Con sustrato (dB)		
	S31	S21	S11	S31	S21	S11
0	-34.63	-0.002	-38.22	-35.32	-0.002	-38.22
1	-20.21	-0.042	-37.32	-20.68	-0.038	-37.44
2	-14.53	-0.157	-33.37	-14.93	-0.143	-33.78
3	-11.58	-0.318	-28.80	-11.88	-0.295	-29.33
4	-9.97	-0.474	-25.43	-10.14	-0.454	-25.86
5	-9.02	-0.606	-23.01	-9.07	-0.596	-23.33
6	-8.29	-0.735	-21.07	-8.27	-0.738	-21.31
7	-7.54	-0.902	-19.31	-7.51	-0.906	-19.54
8	-6.71	-1.136	-17.61	-6.74	-1.12	-17.91
9	-5.86	-1.451	-16.00	-6.02	-1.38	-16.44
10	-5.24	-1.75	-14.74	-5.51	-1.61	-15.29

**Tabla 3.2 Niveles de acoplo, transmisión y reflexión de la ranura según la posición que se encuentre respecto del centro de la guía de onda**

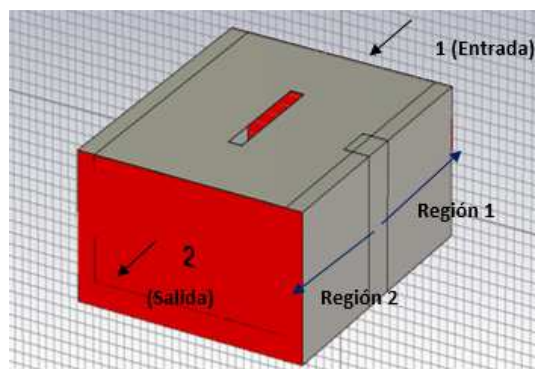
La mejor posición para obtener la máxima radiación es tener la ranura en uno de los bordes de la guía de onda, lo cual concuerda con lo explicado en el punto anterior. Si se habla en términos de reflexión, se observa que son inversamente proporcionales ya que, a medida que hay más acoplo, la reflexión disminuye. El único cambio que se puede distinguir es que, a la hora de introducir el sustrato, los valores de acoplo, transmisión y reflexión disminuyen ligeramente su valor. Este efecto se atribuye a las pérdidas que supone introducir un sustrato como se ha visto anteriormente. Incluyendo este efecto que produce el sustrato, se mantiene la equivalencia entre la ranura con y sin sustrato y los resultados son similares.

### **3.4 Ranura longitudinal con iris**

Una vez que se tiene el elemento unitario caracterizado, el siguiente paso es colocar un componente metálico en diferentes posiciones de la cara lateral de la guía de onda e introducirlo poco a poco para ver que comportamiento tiene sobre la impedancia al elemento y sobre su capacidad de acoplo de señal.

En primer lugar se utilizará un iris, un elemento metálico rectangular, con una altura igual a la de la guía de onda utilizada, se irá variando tanto su anchura como la distancia que penetra dentro de la guía de onda. En este apartado se van a analizar los efectos introducidos por el iris sobre el elemento radiante ya que se trata de la configuración más sencilla que se puede introducir a la hora de ir caracterizando el conjunto “ranura + componente sintonizable”. Una vez que se tenga conseguido definir el efecto que producen estos elementos se pasará a estudiar un elemento más complejo que será el tornillo.

Se han denominado dos regiones de variación de posición del iris respecto al centro de la ranura longitudinal (a las que se van a hacer referencia durante este PFC). La denominada “Región 1” será aquella donde el elemento de sintonía se desplace hacia el puerto de entrada y la “Región 2” será cuando se desplace hacia el puerto de salida.



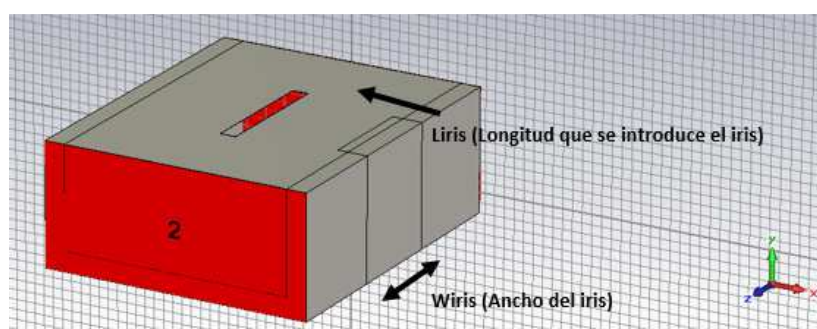
**Figura 3.16 Definición de las regiones de trabajo de los iris**

En primer lugar se muestra un análisis, variando longitud y anchura del iris, de la respuesta del conjunto propuesto cuando el iris se encuentra en la posición central de la ranura.

Este análisis se va a realizar con la ranura longitudinal colocada en el centro de la cara superior de la guía (según el eje x), tal y como se muestra en la Figura 3.17. En las primeras simulaciones se decidió colocarla en el lugar que proporciona un menor acoplo para experimentar si, introduciendo el iris, se podría conseguir aumentar dicho nivel de acoplo.

Con estas simulaciones se podrá obtener una primera aproximación de cómo afecta introducir un elemento externo y las modificaciones que eso introduce, en cuanto a la impedancia de entrada de la estructura así como a la capacidad de acoplo de señal del elemento radiante.

Siguiendo la nomenclatura mostrada en la Figura 3.17, el análisis de la respuesta del elemento se llevará a cabo modificando la longitud de penetración del iris (variable “liris”) y la anchura del mismo (variable “wiris”). Con objeto de no mostrar un número demasiado elevado de curvas en una misma gráfica, se mostrarán los resultados para 10 valores de cada una de esas dos variables (con pasos de 1 mm).



**Figura 3.17 Iris en guía de onda centrado**

a) Liris=1:10 mm - wiris=1:10 mm

Nivel de acoplo modificando los parámetros del iris [Magnitude in dB]

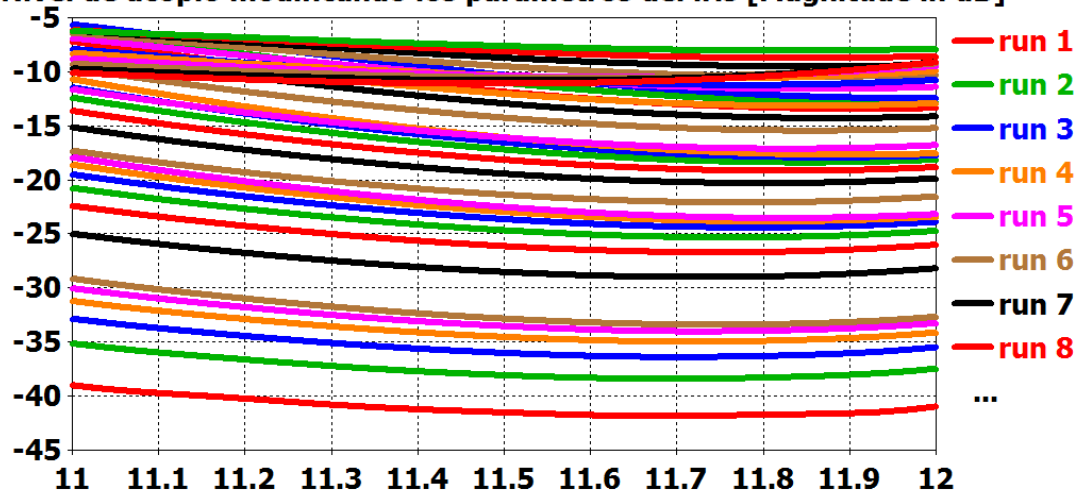


Figura 3.18 Nivel de acoplo con el iris colocado en el medio modificando liris=1:10 y wiris=1:10

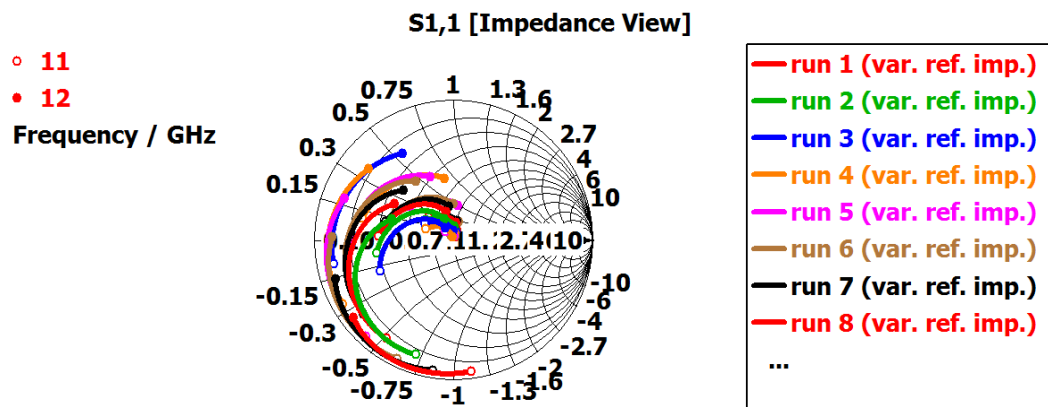


Figura 3.19 Carta de Smith con el iris colocado en el medio modificando liris=1:10 y wiris=1:10

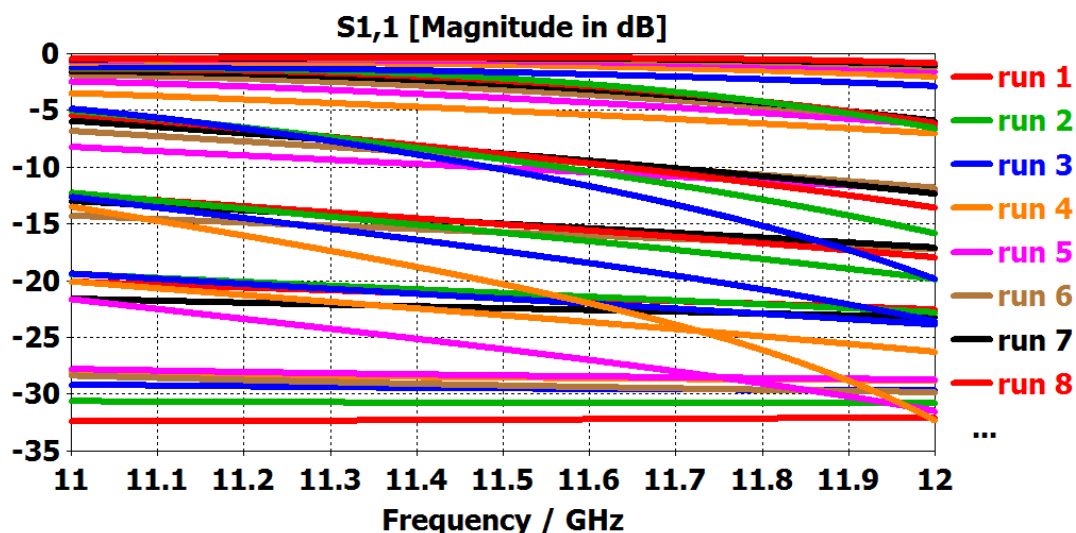


Figura 3.20 Nivel de adaptación con el iris colocado en el medio modificando  $l_{iris}=1:10$  y  $w_{iris}=1:10$

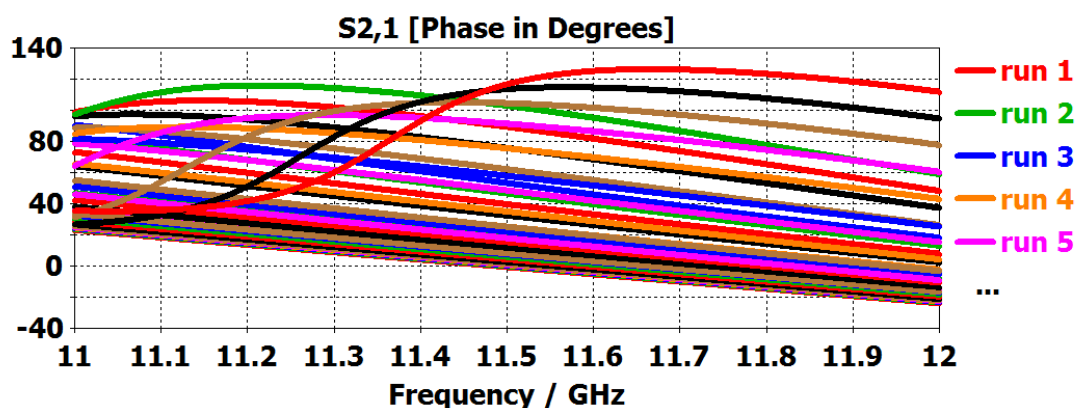


Figura 3.21 Fase de la estructura con el iris colocado en el medio modificando  $l_{iris}=1:10$  y  $w_{iris}=1:10$

La ranura, al estar colocada en el centro prácticamente no acopla señal (en torno a los -40 dBs de acoplo) y la adaptación es bastante buena. El iris, al ir penetrando en la guía y hacerse cada vez más ancho, según las gráficas obtenidas, va aumentando el acoplo de manera progresiva, pero en cambio, la adaptación va empeorando. En Carta de Smith, se observa que el movimiento que produce introducir este elemento provoca que la parte real de la impedancia vista desde el puerto 1 se reduzca hasta una situación en la que tenemos, prácticamente, una reactancia pura (situación de cortocircuito). Se pueden alcanzar niveles de acoplo bastante elevados (en torno a los -8 dBs) pero con un nivel de adaptación pésimo. La modificación de la parte imaginaria de la impedancia vista desde el puerto 1, se ve reflejada en la fase de la transmisión con un rango de variación en torno a los 120 grados.

b)  $l_{iris}$ : 10-20mm  $w_{iris}$ : 1-10mm

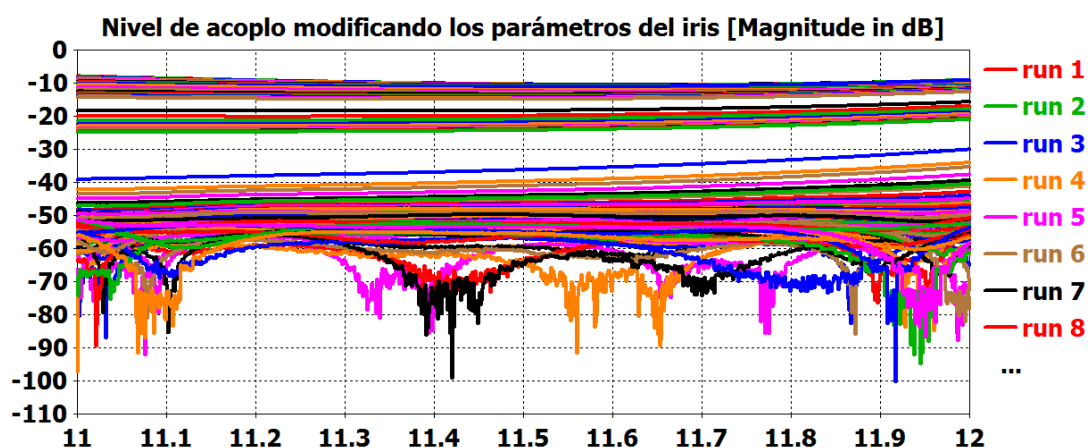


Figura 3.22 Nivel de acoplo con el iris colocado en el medio modificando  $l_{iris}=10:20$  y  $w_{iris}=1:10$

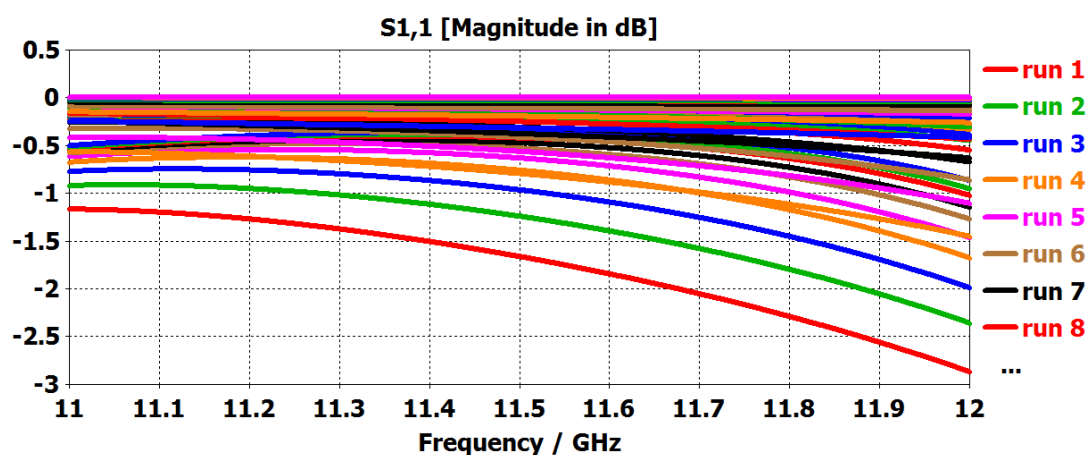


Figura 3.23 Nivel de adaptación con el iris colocado en el medio modificando  $l_{iris}=10:20$  y  $w_{iris}=1:10$

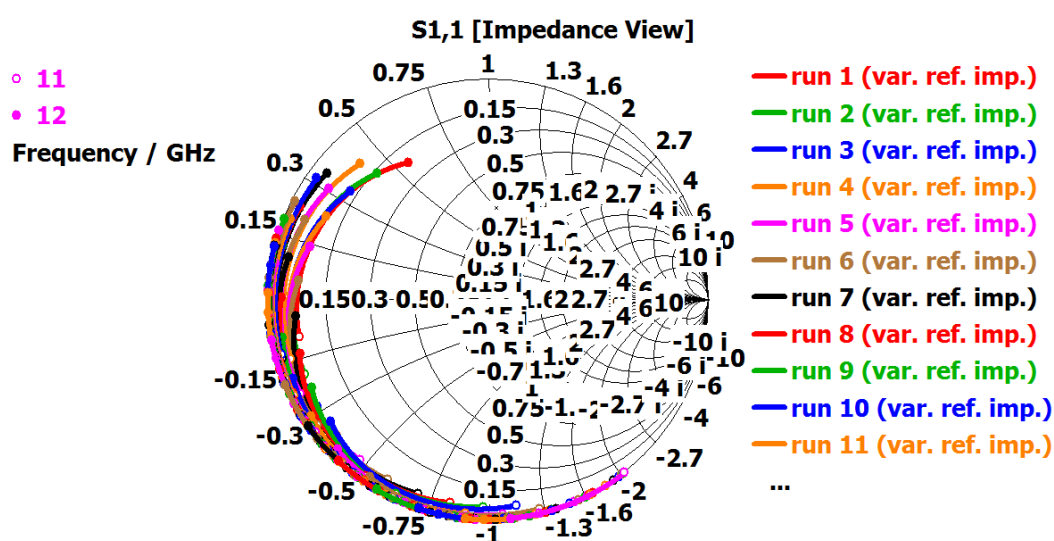


Figura 3.24 Carta de Smith con el iris colocado en el medio modificando  $l_{iris}=10:20$  y  $w_{iris}=1:10$



El problema que contiene introducir el elemento más de 10 mm es que se superaría el centro de la guía de onda donde está colocada la ranura, es decir, se estaría tapando la misma. Ello provoca efectos extraños como se observa en el nivel de acoplo donde aparecen resonancias (seguramente por efectos de mallado de la estructura). Aunque el efecto más destacable es la impedancia de entrada del elemento que existe en este caso puesto que, al introducir el iris tanto, como se ha comentado, estaría por encima de la mitad de la guía de onda y nos encontraríamos en una situación en la únicamente se es capaz de modificar la reactivancia de la estructura. Por tanto, se podría deducir que introducir el elemento más de 10 mm no conlleva ningún efecto beneficioso para la antena.

Como conclusión de este apartado, donde se colocó el iris en el medio de la guía de onda, la adaptación del elemento unitario se va degradando a medida que se va introduciendo y se va ensanchando el iris. La parte real de la impedancia vista desde el puerto 1 (puerto de entrada), va en descenso hasta una situación de parte real igual a 0, donde sólo se es capaz de modificar la parte imaginaria de la estructura (cuando el iris sobrepasa los 10mm de penetración).

El efecto de la modificación del acoplo se puede ver al igual que la adaptación en las imágenes anteriores. En este caso, al tener la ranura en el centro no radia prácticamente nada. Sin embargo, al ir introduciendo el iris, el acoplo va aumentando hasta un máximo de unos -10 dBs. Tal y como se pensaba al comenzar este trabajo, este estudio parece mostrar que es posible modificar el nivel de acoplo de señal del elemento. Sin embargo, la fuerte desadaptación de la estructura limita el rango de acoplo de la misma.

Si se observa la Tabla 3.2, un acoplo de -10dBs se consigue desplazando la ranura 4 mm respecto del centro de la guía. Sin embargo, con esta configuración con el iris colocado en el medio dicho acoplo es conseguido sin tener que desplazar la ranura. Esto puede ser una ventaja dado que puede proporcionar cambio de acoplo dinámico sin necesidad de tener que cambiar de posición la ranura.

Por tanto, a la vista de las simulaciones obtenidas, se puede concluir que, introducir un elemento “sintonizador” provoca una modificación del acoplo de la ranura, lo que nos lleva a deducir que se cumple el efecto esperado del desplazamiento “virtual” de las líneas de densidad de corriente.

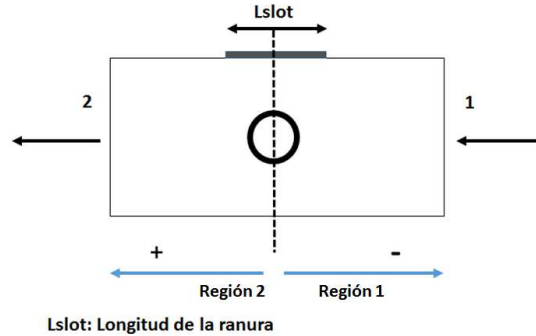
A continuación, se pasa a estudiar el efecto que tendría un elemento más complejo. Un tornillo de M4, el cual no cubre la altura máxima de la guía de la onda, por lo que habrá que ir desarrollando paso a paso los efectos que producen al igual que se ha hecho en este apartado.

### **3.5 *Ranura longitudinal con tornillos***

Una vez que se tiene caracterizado el efecto que produce introducir un elemento sencillo, se pasa a estudiar esos mismos efectos introduciendo un elemento de dimensiones más pequeñas. En este PFC se utilizarán tornillos metálicos de M4, es decir, tornillos roscados con un diámetro de 4mm.

Se diferenciará el efecto que produce colocarlo en diferentes posiciones y, una vez que se tenga definido ese efecto, se pasará a la combinación de varios tornillos de tal manera, que se vuelva a hacer un estudio de las mejores posiciones para influir un cambio en la ranura.

Para definir las regiones de colocación de los tornillos se siguen las mismas que en la Figura 3.25 y para desplazar los tornillos por la cara lateral de la guía se irán mostrando esquemas según se vayan desplazando los mismos. Cabe destacar que todos los análisis con tornillos han sido realizados colocando los mismos en la altura intermedia de la cara lateral de la guía.

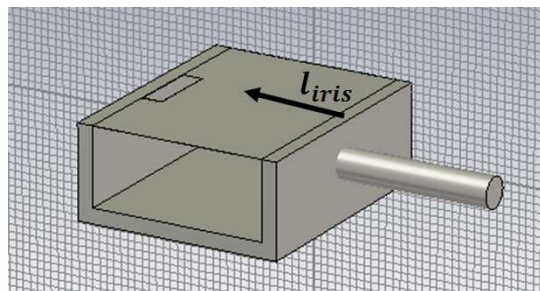


**Figura 3.25** Esquema de colocación de un tornillo colocado en el centro en la cara lateral de la guía de onda

### 3.5.1 Ranura en el borde con un tornillo

El análisis del conjunto formado por una ranura longitudinal y un tornillo lateral ha sido realizado sobre una ranura colocada en el borde de la cara superior de la guía de onda. A pesar de que el estudio del conjunto de ranura e iris lateral se realizó sobre una ranura colocada en el centro de la guía (situación de mínimo acoplo), se ha decidido buscar la posición óptima de los posibles tornillos de sintonía de la estructura para la ranura en su situación de máximo acoplo y mínimo nivel de adaptación.

#### 3.5.1.1 Tornillo colocado en el centro



**Figura 3.26** Elemento unitario con el tornillo colocado en el centro de la ranura y la guía de onda

La Figura 3.26 muestra la estructura con el tornillo colocado en el centro (respecto al centro de la ranura) y la variable que se utilizará para definir la longitud del tornillo que se introduce en la misma (variable " $l_{iris}$ "). En este caso, se ha introducido el tornillo 15 mm porque se pretende establecer una equivalencia entre este elemento y el iris, y en éste introducirlo más de 10 mm no provocaba efectos beneficiosos. Por ello se ha dejado un margen de 5 mm de más para determinar si en el caso de este elemento más pequeño y con una forma diferente también ocurren los mismos efectos.

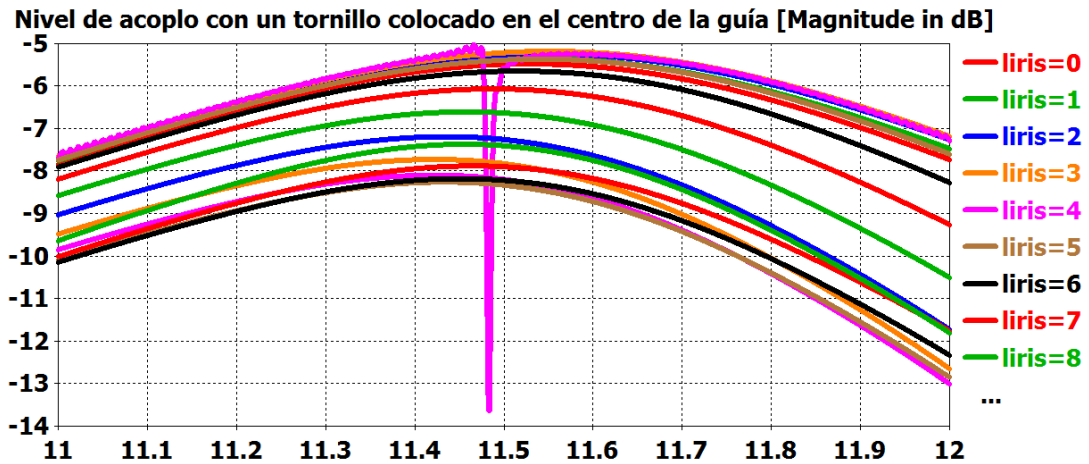


Figura 3.27 Nivel de acoplo introduciendo el tornillo colocado en el centro de la guía de onda y la ranura

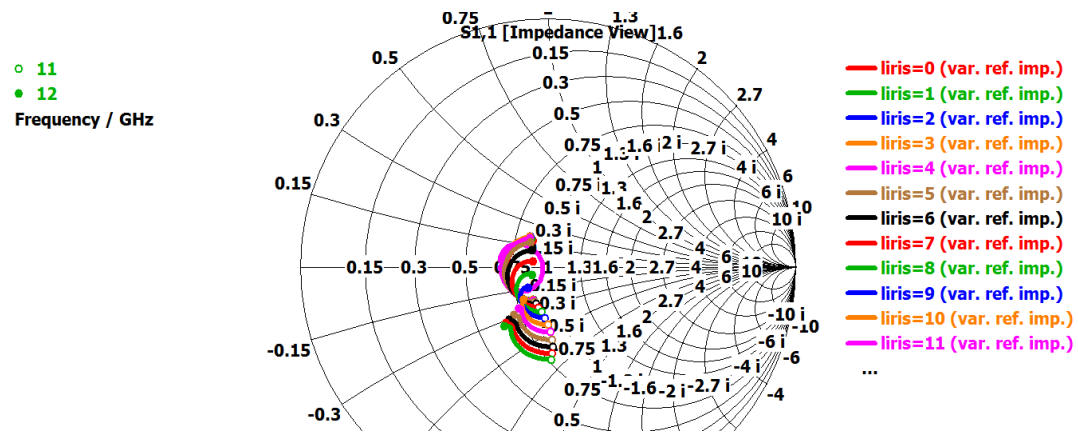


Figura 3.28 Carta de Smith introduciendo el tornillo colocado en el centro de la guía de onda y la ranura

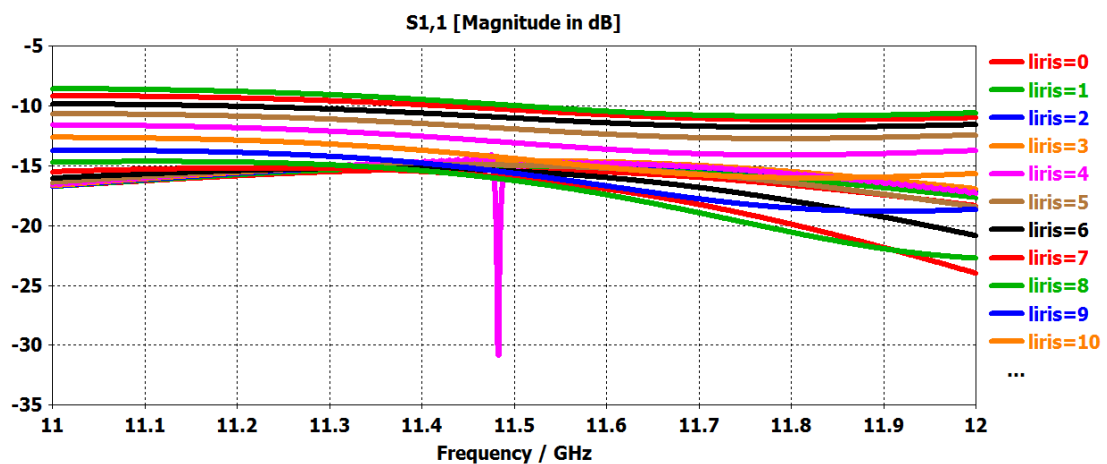


Figura 3.29 Adaptación en dB introduciendo un tornillo colocado en el centro de la guía de onda y la ranura

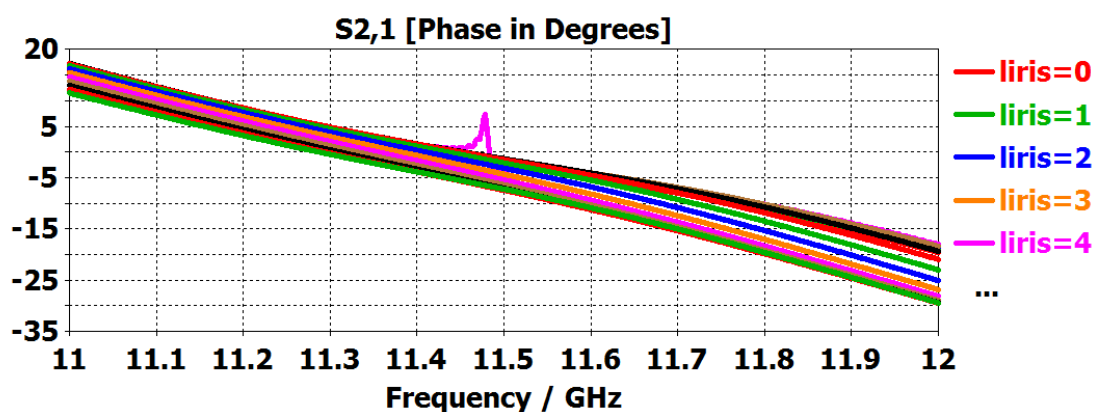


Figura 3.30 Fase del elemento introduciendo un tornillo colocado en el centro de la guía de onda y la ranura

$l_t$	Acoplo S31(dB)	Adaptación S11(dB)
0	-5,50	-15.31
1	-5,38	-15.02
2	-5,28	-14.76
3	-5,22	-14.62
4	-5,58	-15.12
5	-5,40	-14.97
6	-5,66	-15.48
7	-6,08	-16.05
8	-6,64	-16.24
9	-7,27	-15.63
10	-7,84	-14.41
11	-8,21	-13.09
12	-8,34	-11.94
13	-8,23	-11.02
14	-7,91	-10.33
15	-7,41	-9.97

Tabla 3.3 Niveles de acoplo y adaptación al introducir un tornillo colocado en el centro

Al igual que pasaba con los iris, al introducir el tornillo una cantidad demasiado alta, la ranura se desadapta y se producen cambios de acoplos muy abruptos respecto de valores anteriores. Sin embargo, este efecto se encuentra mucho más atenuado en la situación con tornillo. Parece que, el hecho de que el iris metálico esté en contacto tanto con la pared lateral como con las superior e inferior de la guía, provoca que esa desadaptación sea mucho más abrupta.

A medida que se introduce el tornillo el acoplo va disminuyendo, lo cual concuerda con el efecto deseado ya que se produce un “desplazamiento” virtual de las líneas de densidad de corriente. En cuanto a términos de impedancia, colocar el tornillo en el centro va a modificar la parte imaginaria hacia niveles negativos mientras que en parte real se queda prácticamente constante.

En este caso, al introducir el tornillo una cantidad relativamente razonable, aunque la estructura se desadapta como en el caso de los iris no lo hace de manera tan abrupta, esto

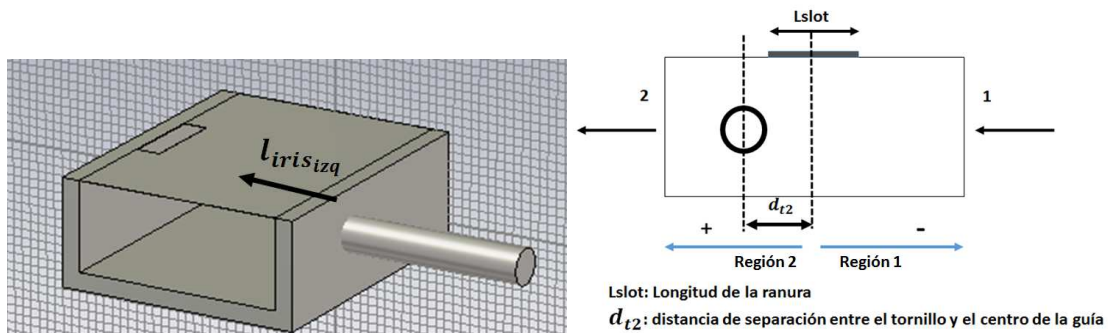
se ve reflejado en la fase, ya que, la variación ya no es tan amplia como lo era en el estudio previo. Sigue teniendo una variación de fase pero ya no es tan alta como lo era antes (en torno a unos  $7^\circ$ ).

Cabe destacar que aparecen ciertas resonancias en los resultados para ciertas configuraciones concretas del tornillo analizado. Estos efectos se atribuyen, principalmente, a problemas con el mallado de la estructura.

En definitiva, este tornillo daría una variación de acoplo en torno a unos 3dB. Sin embargo, introduce unos cambios en impedancia que conllevan niveles de adaptación que pueden llegar a ser inaceptables. Por ello, colocando el tornillo en diferentes posiciones, se intentará compensar este efecto.

### 3.5.1.2 Tornillo colocado en la región 2 (puerto 2)

En este apartado se comprobará los efectos introducidos por el tornillo al desplazarlo hacia la región 2 de la guía de onda de alimentación (hacia el puerto de salida). En los sucesivos puntos se estudiarán estas posiciones desarrollándolas independientemente y, una vez que se tenga concluida esta parte, se estudiará la viabilidad de colocar varios tornillos para compensar los diferentes efectos.



**Figura 3.31 Estructura de la guía de onda con el tornillo colocado desplazado hacia la región 2 (Puerto de salida)**

La muestra la posición del tornillo en la estructura, el parámetro denominado  $l_{iris\_izq}$  que denotará la cantidad de tornillo que penetra en la estructura y el parámetro  $d_{t2}$  que será la distancia que se desplaza del centro. Al igual que en el caso anterior, el tornillo se introducirá hasta 15mm.

- Tornillo colocado a  $d_{t2}=+3\text{mm}$

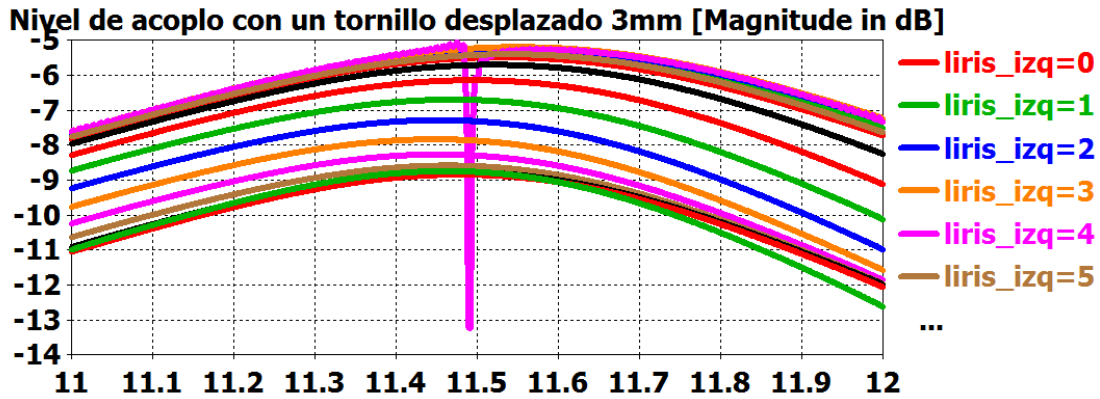


Figura 3.32 Nivel de acoplo introduciendo el tornillo colocado a  $d_{t2}=+3\text{mm}$

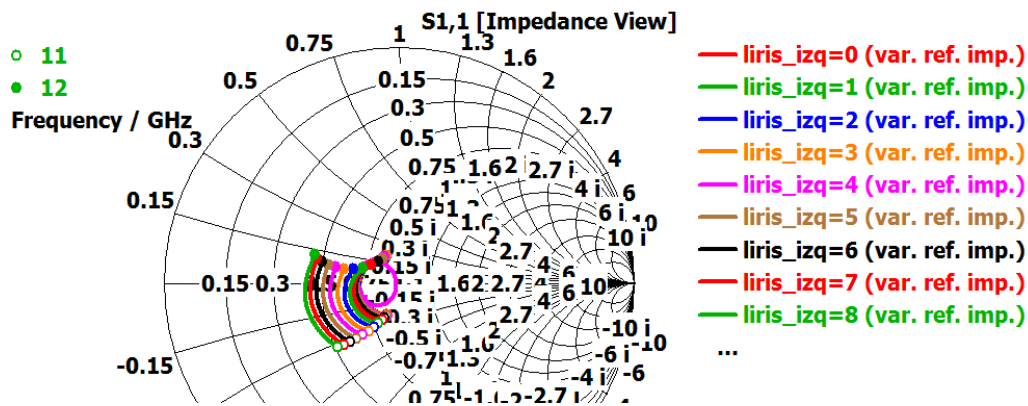


Figura 3.33 Carta de Smith introduciendo el tornillo colocado a  $d_{t2}=+3\text{mm}$

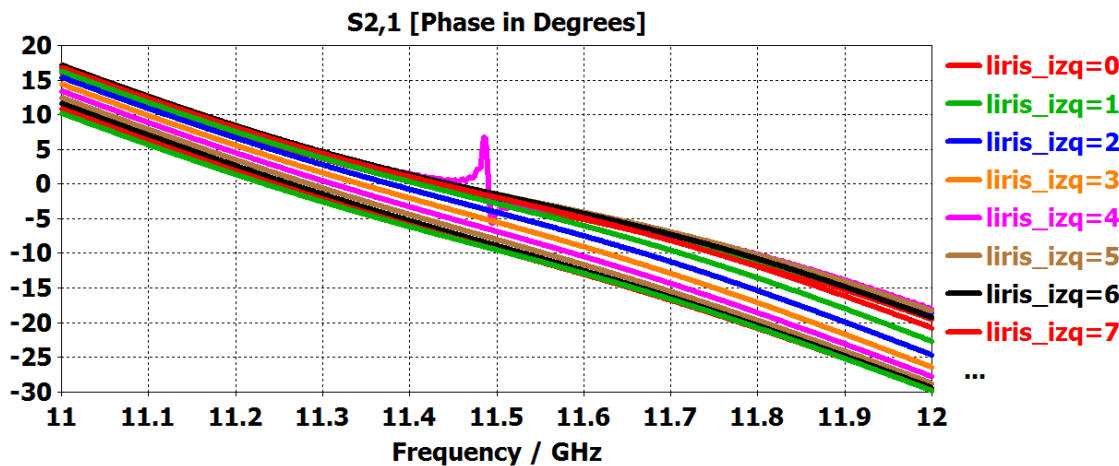


Figura 3.34 Fase de la estructura introduciendo el tornillo colocado a  $d_{t2}=+3\text{mm}$

En la Figura 3.33 al introducir el tornillo, la ranura se desadapta como se ha observado en estudios anteriores. Al contrario que en el caso de los iris, solo deslaza en parte real de la carta de Smith, es decir, prácticamente no se introduce parte imaginaria en la impedancia vista desde la entrada, lo que, podría conllevar una ventaja a la hora de realizar el array futuro (podrían modificarse, únicamente, las amplitudes de alimentación del array).

En la última imagen se encuentra la fase de transmisión, en ella la máxima variación entre no meter el tornillo e introducirlo 15 mm dentro de la guía es de unos  $7^\circ$ , lo cual no es un valor demasiado elevado. En cuanto al nivel de acoplo, parece que el rango de variación es muy similar al obtenido para el caso de posicionar el tornillo en el centro de la estructura (entre los -9 y los -5.5 dBs).

- Tornillo colocado a  $d_{t2}=+6\text{mm}$

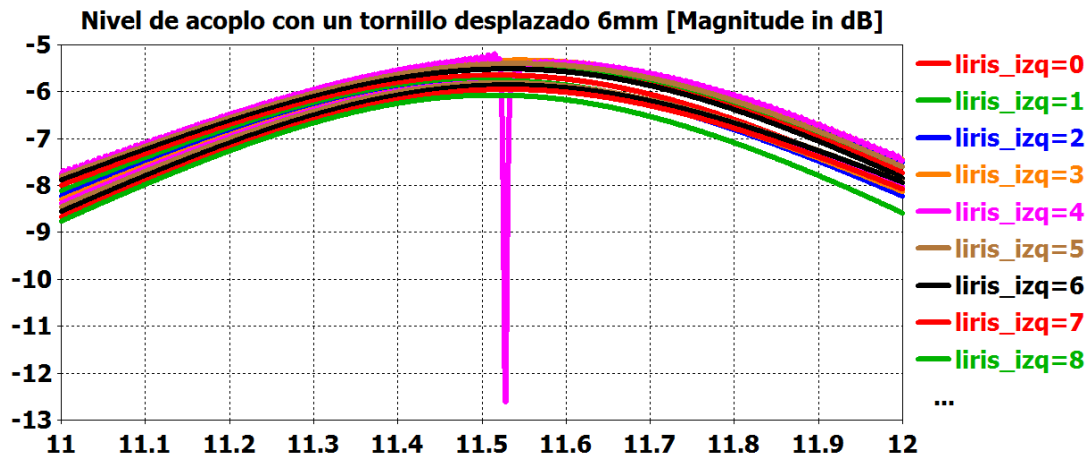


Figura 3.35 Nivel de acoplo introduciendo el tornillo colocado a  $d_{t2}=+6\text{mm}$

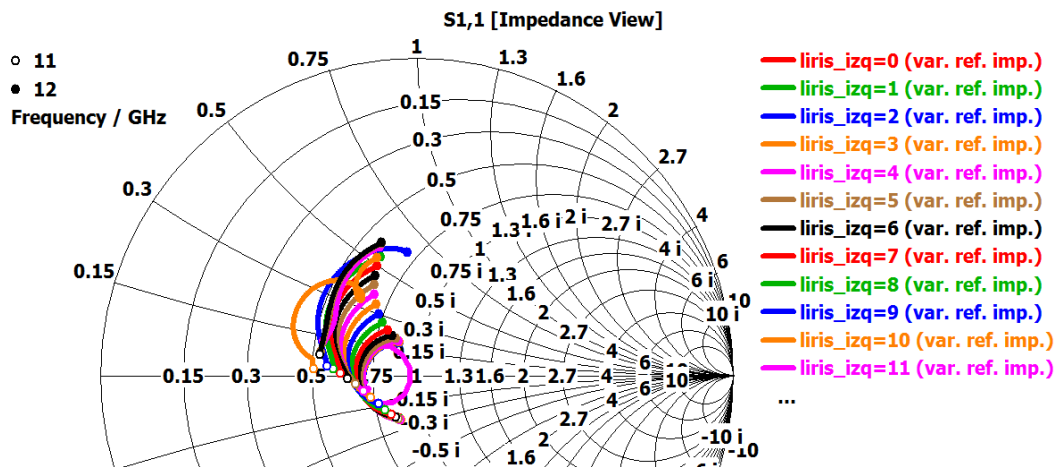


Figura 3.36 Carta de Smith introduciendo el tornillo colocado a  $d_{t2}=+6\text{mm}$

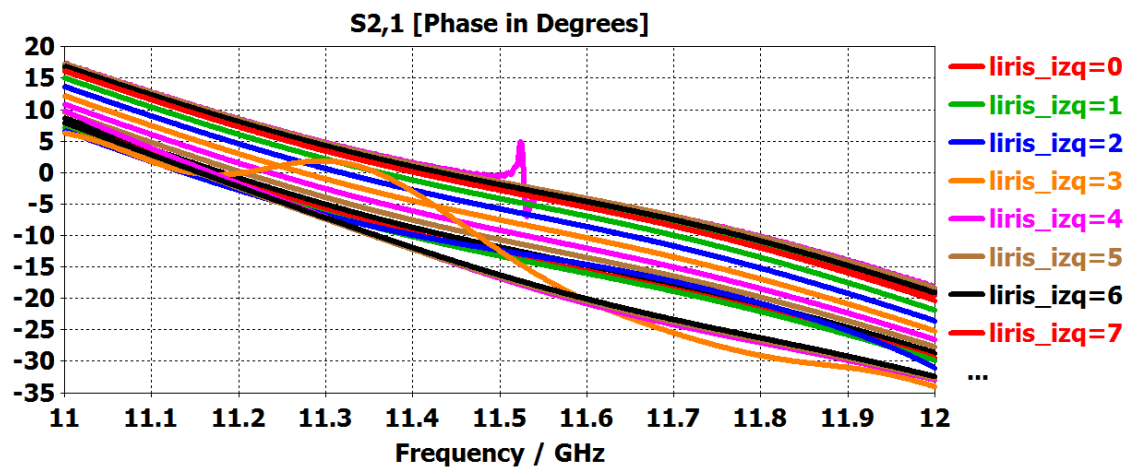


Figura 3.37 Fase de la estructura introduciendo el tornillo colocado a  $d_{t2}=+6\text{mm}$

Para esta configuración de la estructura, la variación de acoplo disminuye respecto al caso anterior. De nuevo, la resonancia que se observa en los resultados es debido a problemas con el mallado de la estructura al simular en CST al igual que ocurría en el caso anterior.

En términos de adaptación, desplazar el tornillo del centro de la guía de onda y la ranura resuelve que, el movimiento ya no sea solo en parte real sino que se modifique la parte imaginaria, es decir, se estaría introduciendo un desfase en la estructura provocado por este tornillo. Por último, el rango de fase ha aumentado pero no de manera significativa.

#### - Tornillo colocado a $d_{t2}=+9\text{mm}$

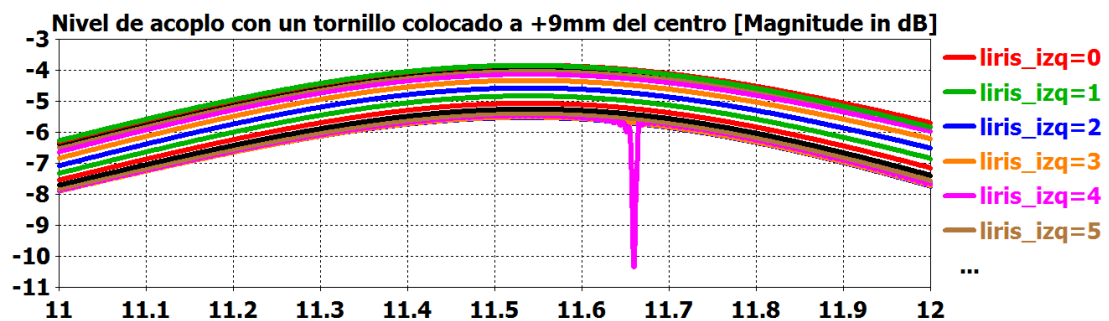


Figura 3.38 Nivel de acoplo introduciendo el tornillo colocado a  $d_{t2}=+9\text{mm}$



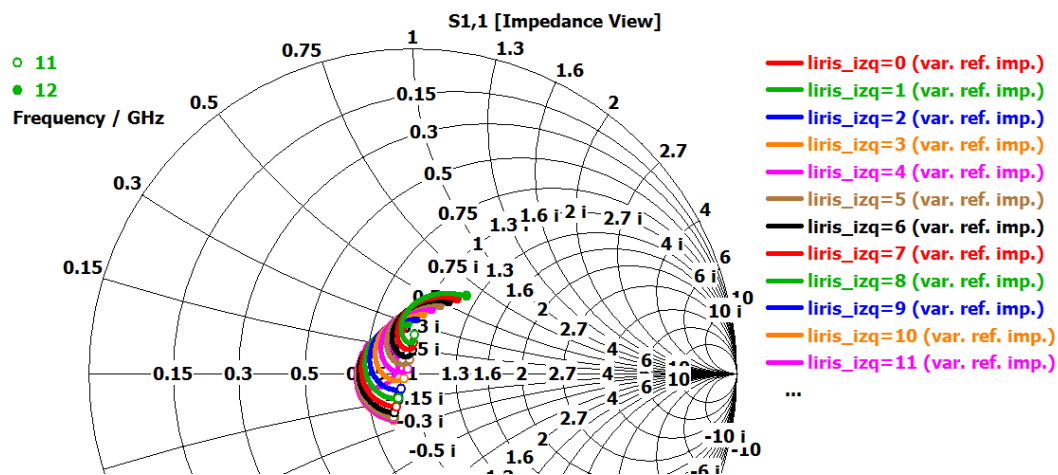


Figura 3.39 Carta de Smith introduciendo el tornillo colocado a  $d_{t2}=+9\text{mm}$

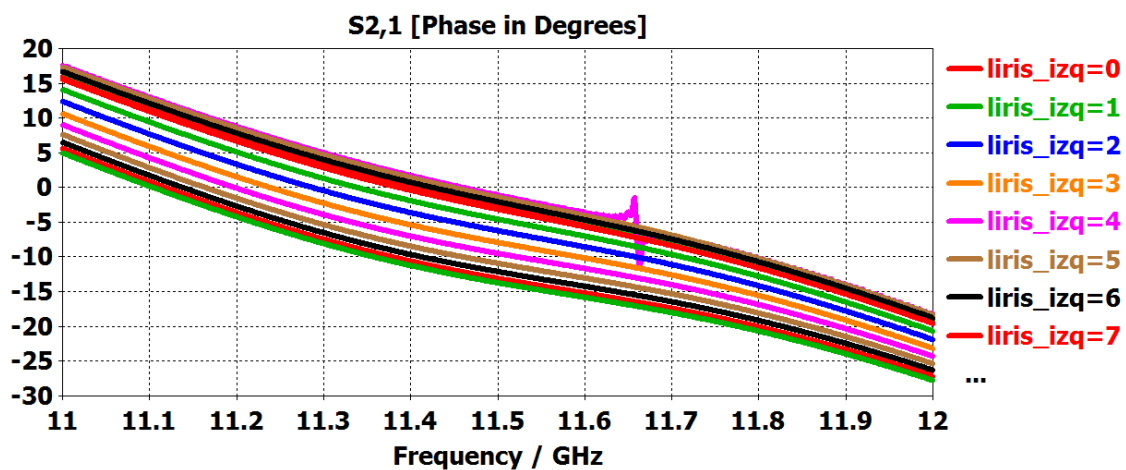


Figura 3.40 Fase de la estructura introduciendo el tornillo colocado a  $dt2=+9\text{mm}$

En este caso, desplazar tanto el tornillo, provoca un aumento del acoplo. Por otro lado, en carta de Smith se sigue modificando la parte imaginaria hacia valores inductivos (parte imaginaria positiva) y el rango de desfase en el puerto de salida se mantiene similar a los casos anteriores.

A continuación hay una tabla resumen con los valores numéricos obtenidos en estas simulaciones tanto en acoplo como adaptación para ver mejor estos efectos.

$l_{\text{iris}zq}$	Acoplo S31(dB)			Adaptación S11(dB)		
	$d_{t2}=+3$	$d_{t2}=+6$	$d_{t2}=+9$	$d_{t2}=+3$	$d_{t2}=+6$	$d_{t2}=+9$
0	-5,51	-5,50	-5,50	-15.32	-15.32	-15.30
1	-5,39	-5,45	-5,53	-15.29	-15.35	-15.21
2	-5,28	-5,39	-5,55	-15.21	-15.34	-15.12
3	-5,23	5,36	-5,53	-15.11	-15.26	-15.06
4	-6,06	-5,25	-5,490	-16.09	-14.94	-15.08
5	-5,43	-5,43	-5,41	-14.81	-14.92	-15.20
6	-5,72	-5,53	-5,28	-14.49	-14.60	-15.47
7	-6,15	-5,66	-5,09	-13.96	-14.18	-15.91
8	-6,72	-5,77	-4,85	-13.20	-13.68	-16.51
9	-7,33	-5,82	-5,49	-12.28	-13.14	-17.21
10	-7,88	-5,83	-4,35	-11.32	-12.57	-17.90
11	-8,31	-5,82	-4,15	-10.43	-12.00	-18.38
12	-8,61	-5,83	-4,00	-9.63	-11.40	-18.49
13	-8,79	-5,88	-3,91	-8.93	-10.80	-18.19
14	-8,86	-5,97	-3,86	-8.32	-10.17	-17.51
15	-8,78	-6,08	-3,86	-7.80	-9.50	-16.57

**Tabla 3.4 Niveles de acoplo y adaptación al introducir un tornillo colocado hacia el puerto 2**

Se descarta utilizar el tornillo colocado a 6 mm hacia el puerto 2 desde el centro de la guía y la ranura para modificar el acoplo de la estructura (ya que no se obtiene variación de acoplo destacable) aunque sí podría utilizarse para readaptar la antena. En el caso de las otras dos posiciones, la primera de ellas tiene una reducción de acoplo mientras que la última (desplazar 9 mm) tiene el efecto contrario, es decir, aumenta el acoplo.

Colocar un tornillo en alguna de las posiciones estudiadas podría ser el ejecutor de la modificación del acoplo a pesar de la desadaptación que produce. El objetivo próximo sería conseguir un tornillo que, al introducirlo, introdujera una modificación de la impedancia de entrada que fuese contraria a la obtenida y que, además, no modificara el acoplo. Con ello se podría conseguir seguir teniendo esa variación de acoplo pero con una estructura readaptada.

A continuación se encuentra el caso contrario, es decir, desplazar el tornillo hacia la región 1 de la estructura para ver los diferentes efectos producidos y si se podría conseguir readaptar la estructura como se ha comentado antes.

### **3.5.1.3 Tornillo colocado en la región 1 (puerto 1)**

Se realiza el mismo proceso que en el apartado anterior, pero esta vez, desplazándolo hacia el lado contrario al que se estaba desplazando hasta ahora. Se sitúa el tornillo en el centro de la guía de onda en el eje z y se desplaza hacia el puerto de entrada o puerto número 1 en los resultados presentados. Al igual que en el apartado anterior, se hace un barrido introduciendo un tornillo hasta 15 mm (en pasos de 1mm).

La Figura 3.41 muestra el esquema de configuración para este apartado donde se muestran las variables utilizadas durante el proceso de realización y las cuales servirán para guiar las diferentes posiciones donde se ha colocado el tornillo para su estudio. Al finalizar las

simulaciones de los tornillos en las posiciones elegidas habrá una tabla resumen con los valores conseguidos para una mejor observación de las conclusiones obtenidas.

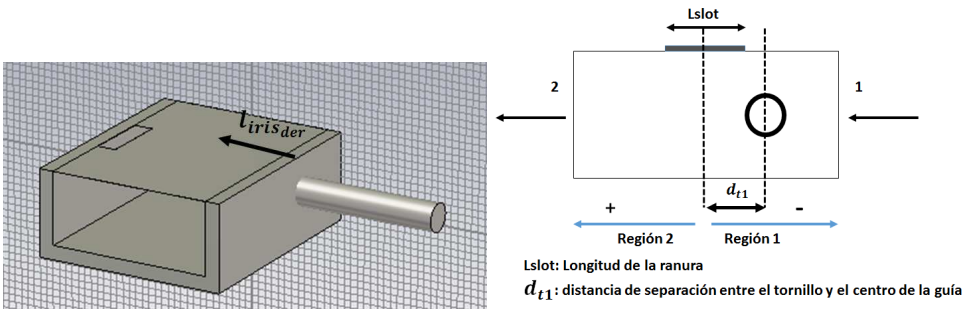


Figura 3.41 Esquema de colocación de un tornillo en la cara lateral de la guía de onda

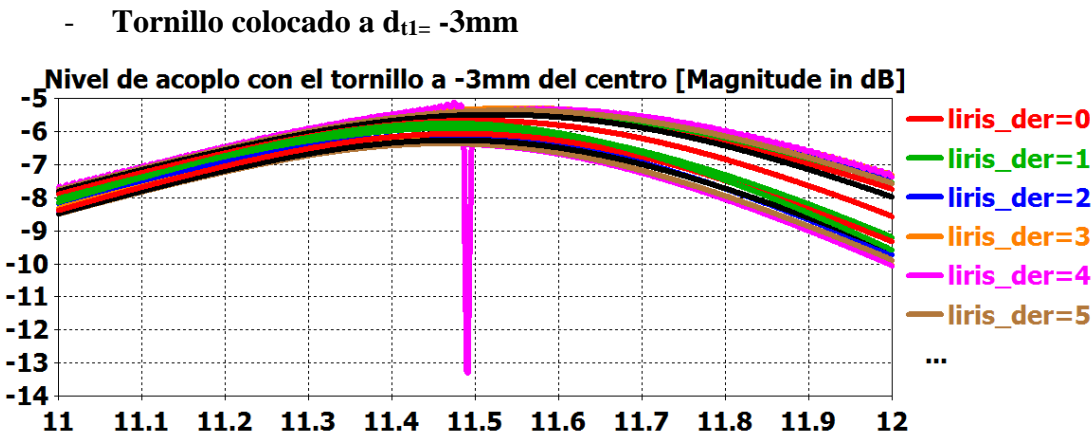


Figura 3.42 Nivel de acoplo introduciendo el tornillo colocado a  $d_{t1} = -3\text{mm}$

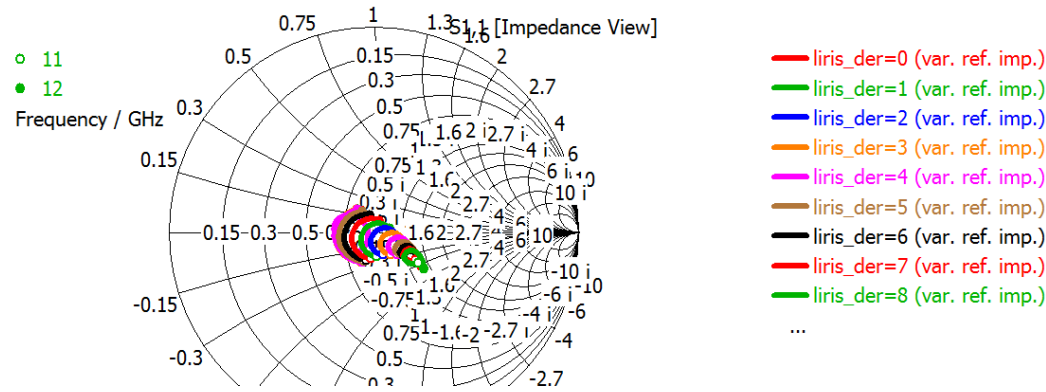


Figura 3.43 Carta de Smith introduciendo el tornillo colocado a  $d_{t1} = -3\text{mm}$

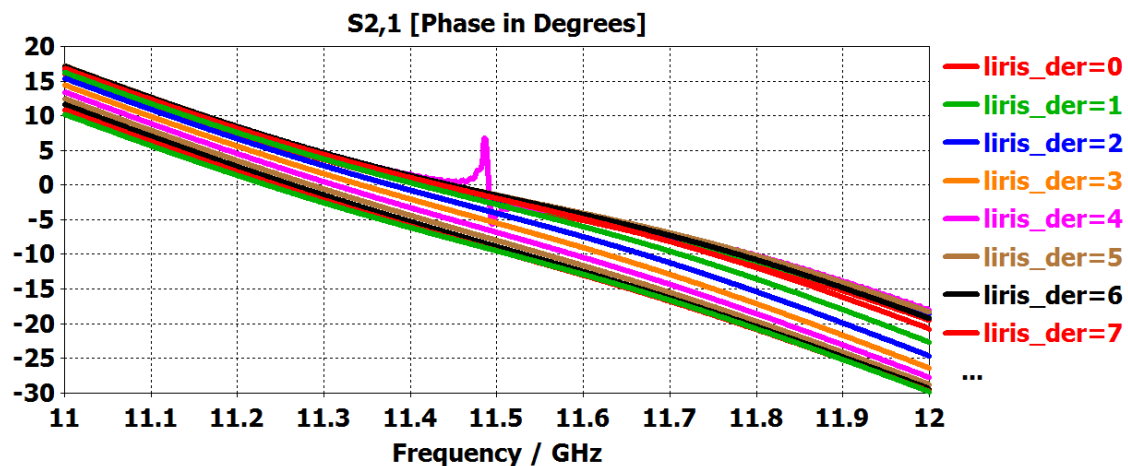


Figura 3.44 Fase de la estructura con el tornillo colocado a colocado a  $d_{t1} = -3\text{mm}$

La Figura 3.42 muestra el nivel de acoplo, en este caso, y como se verá en la tabla resumen más adelante, el nivel de acoplo no se modifica en gran medida como pasaba en el caso de desplazar el tornillo hacia el lado contrario. El acoplo se mantiene más o menos constante puesto que la variación es en torno a 1dB.

Como se puede ver en la Carta de Smith, introducir un tornillo modifica el acoplo pero solo en parte real. Si se observa con detenimiento, el movimiento de la impedancia de entrada obtenido se corresponde con el obtenido al desplazar el tornillo 3mm hacia el lado contrario (hacia la región 2). Es decir, este tornillo está modificando la adaptación sin apenas modificar el acoplo. Esto servirá de partida a la hora de realizar las combinaciones necesarias.

#### - Tornillo colocado a $d_{t1} = -6\text{mm}$

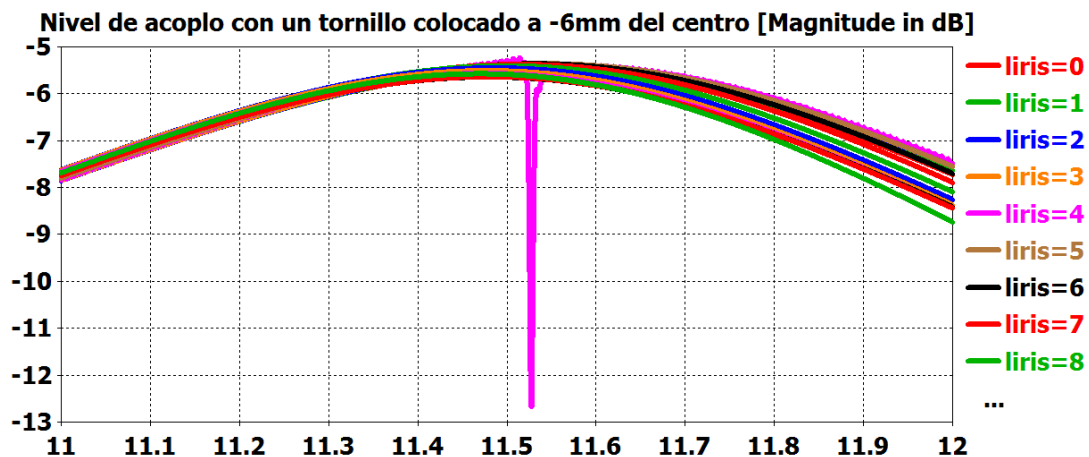


Figura 3.45 Nivel de acoplo introduciendo el tornillo colocado a colocado a  $d_{t1} = -6\text{mm}$

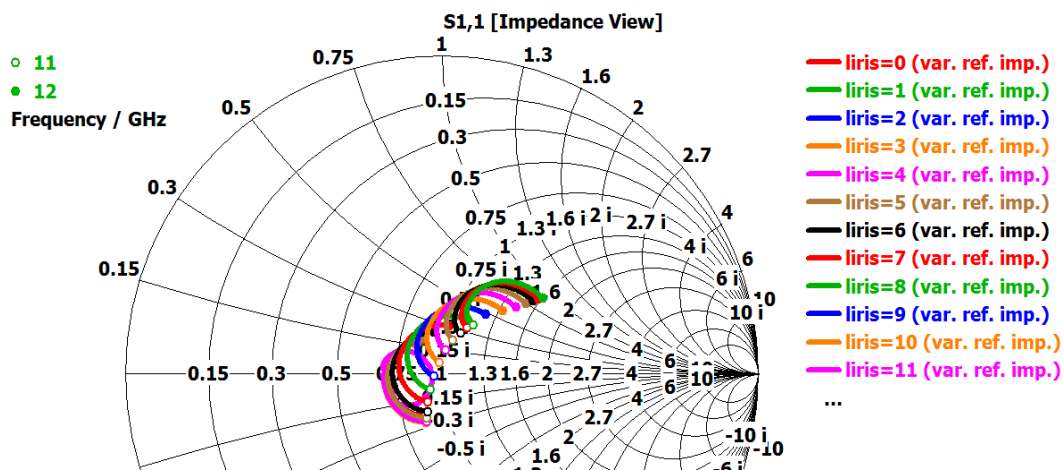


Figura 3.46 Carta de Smith introduciendo el tornillo colocado a colocado a  $d_{tl} = -6\text{mm}$

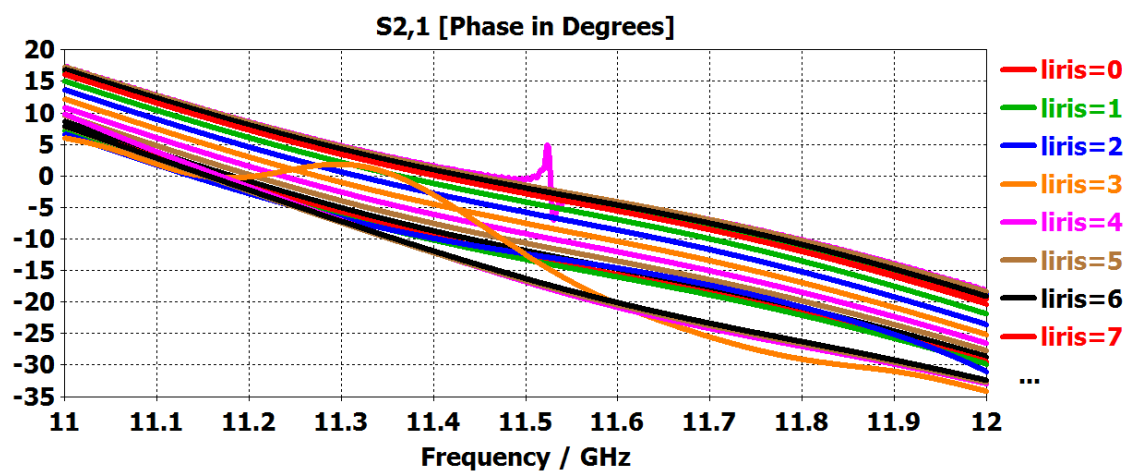


Figura 3.47 Fase de la estructura con el tornillo colocado a  $d_{tl} = -6\text{mm}$

A primera vista las imágenes anteriores y éstas, en cuestión de nivel de acoplo pueden resultar prácticamente idénticas. En cuanto a la adaptación, desplazar el tornillo 3mm más que en el caso anterior, provoca un giro en la carta de Smith, lo cual concuerda con lo visto en puntos anteriores. En este caso, introducir el tornillo desplazado 6 mm hace que, la impedancia vista desde el puerto 1, ya no sea únicamente en parte real, sino que, según el sentido de giro de la Carta de Smith la parte imaginaria va en aumento, lo que se corresponde con un comportamiento inductivo. Ello modificará la fase aunque no en gran medida dado los niveles que se obtienen.

- Tornillo colocado a  $d_{t1}=-9\text{mm}$

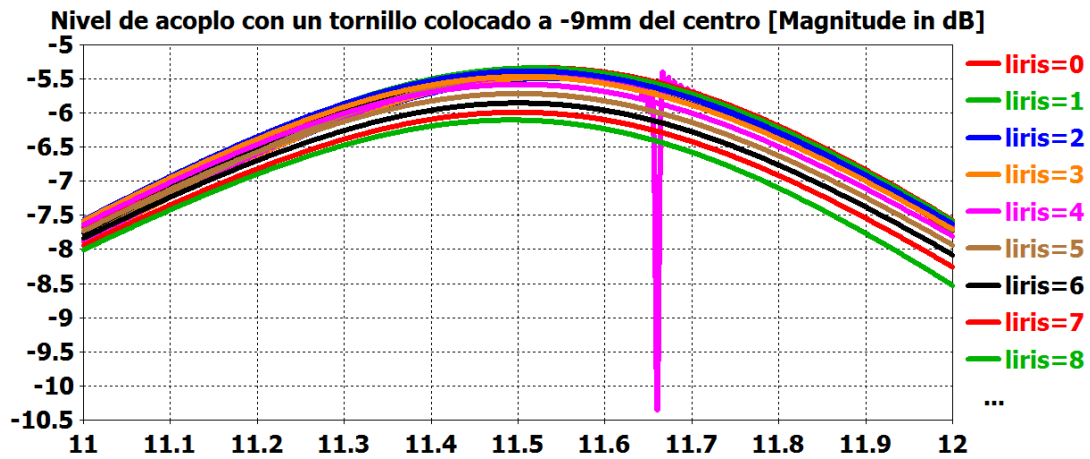


Figura 3.48 Nivel de acoplo introduciendo el tornillo colocado a colocado a  $d_{t1}=-9\text{mm}$

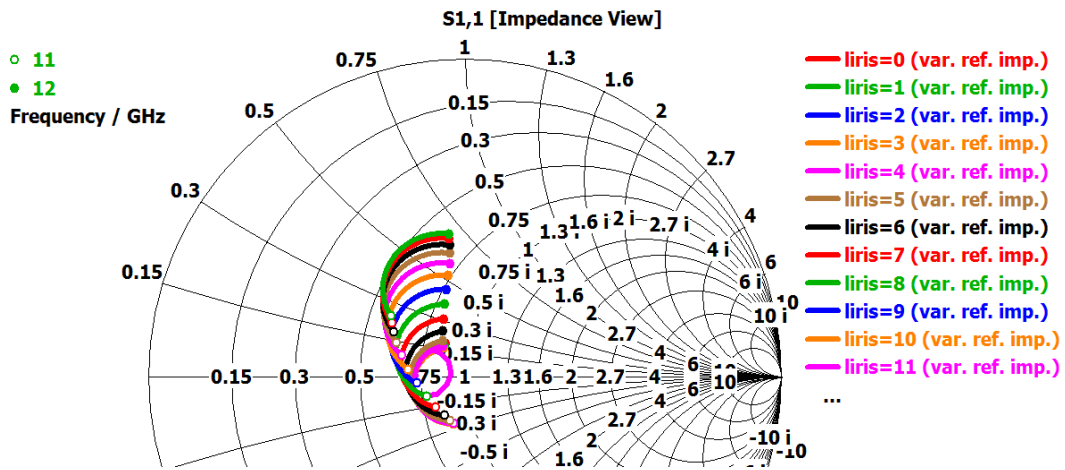


Figura 3.49 Carta de Smith introduciendo el tornillo colocado a colocado a  $d_{t1}=-9\text{mm}$

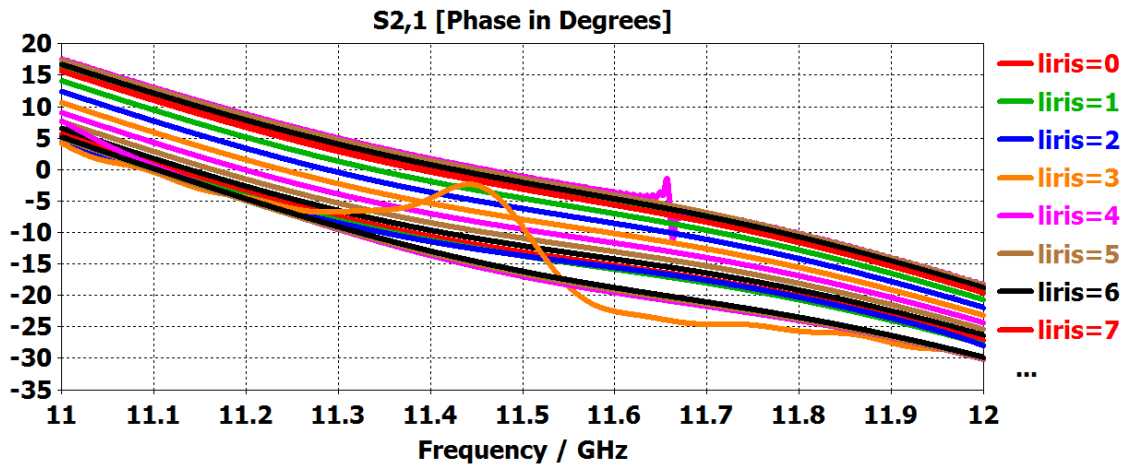


Figura 3.50 Fase de la estructura con el tornillo colocado a  $d_{t1}=-9\text{mm}$

Siguiendo con lo explicado en estos dos último apartados, el sentido de giro de la carta de Smith también se ve modificado. Según la figura, introducir el tornillo genera un

comportamiento inductivo ya que a medida que se introduce la parte imaginaria va aumentando. En cuanto a los niveles de acoplo, siguen siendo del orden de los estudiados con otras posiciones.

<b>Lirisder</b>	<b>Acoplo S31(dB)</b>			<b>Adaptación S11(dB)</b>		
	<b>d<sub>t1</sub>=-3</b>	<b>d<sub>t1</sub>=-6</b>	<b>d<sub>t1</sub>=-9</b>	<b>d<sub>t1</sub>=-3</b>	<b>d<sub>t1</sub>=-6</b>	<b>d<sub>t1</sub>=-9</b>
<b>0</b>	-5,51	-5,50	-5,50	-15.33	-15.31	-15.30
<b>1</b>	-5,43	-5,49	-5,51	-14.87	-15.01	-15.40
<b>2</b>	-5,36	-5,46	-5,51	-14.50	-14.74	-15.45
<b>3</b>	-5,32	-5,43	-5,50	-14.35	-14.62	-15.41
<b>4</b>	-6,11	-5,29	-5,46	-15.62	-14.58	-15.29
<b>5</b>	-5,28	-5,39	-5,43	-15.23	-15.24	-15.04
<b>6</b>	-5,49	-5,38	-5,38	-16.68	-16.05	-14.50
<b>7</b>	-5,67	-5,39	-5,35	-19.36	-16.85	-13.59
<b>8</b>	-5,90	-5,42	-5,35	-24.74	-16.90	-12.38
<b>9</b>	-6,12	-5,46	-5,39	-41.85	-15.86	-11.12
<b>10</b>	-6,30	-5,530	-5,47	-26.15	-14.39	-9.99
<b>11</b>	-6,39	-5,58	-5,59	-20.64	-13.13	-9.09
<b>12</b>	-6,38	-5,63	-5,72	-17.84	-12.19	-8.40
<b>13</b>	-6,27	-5,66	-5,86	-16.222	-11.57	-7.89
<b>14</b>	-6,07	-5,65	-5,99	-15.21	-11.14	-7.52
<b>15</b>	-5,77	-5,60	-6,11	-14.70	-10.80	-7.25

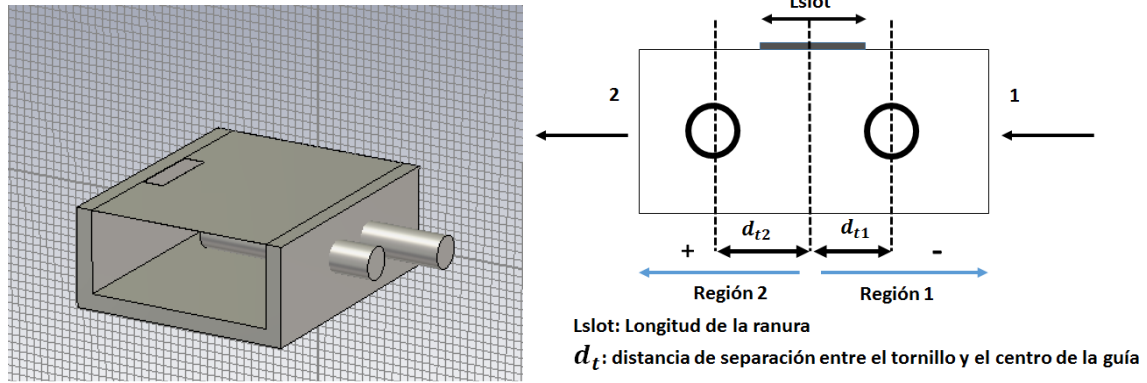
**Tabla 3.5 Niveles de acoplo y adaptación al introducir un tornillo colocado hacia el puerto 1**

En este caso, al introducir el tornillo hacia el puerto de entrada de la estructura (región 1), el acoplo no tiene mayor modificación (en el primer caso, como mucho existe una variación de 1 dB). Sin embargo, si se observan las imágenes Figura 3.49, Figura 3.46 y Figura 3.43 al ir desplazando el tornillo, va cambiando la dirección de giro en la carta de Smith. Por lo tanto, lo que interesa es que, a pesar de no variar prácticamente el acoplo, sí se modifica la adaptación, lo que lleva al siguiente paso de este PFC: la combinación de un par de tornillos que, en posiciones determinadas, ajusten el acoplo sin perder por ello niveles de adaptación.

A la vista de los resultados presentados, el tornillo que se colocará en la región 2 de la guía de alimentación, hará las funciones para modificar el acoplo mientras que el colocado en la región 1, corregirá las desadaptaciones introducidas por el “tornillo izquierdo” sin modificar el acoplo conseguido con el mismo.

### **3.5.2 Ranura en el borde con dos tornillos**

Una vez que se tiene caracterizado cómo funciona la guía de onda con tornillos, se pasa a realizar simulaciones colocando una pareja de tornillos en las posiciones que anteriormente se han simulado para observar si los efectos conseguidos se pueden combinar, de tal manera que se consiga una modificación del acoplo sin empeorar la adaptación.



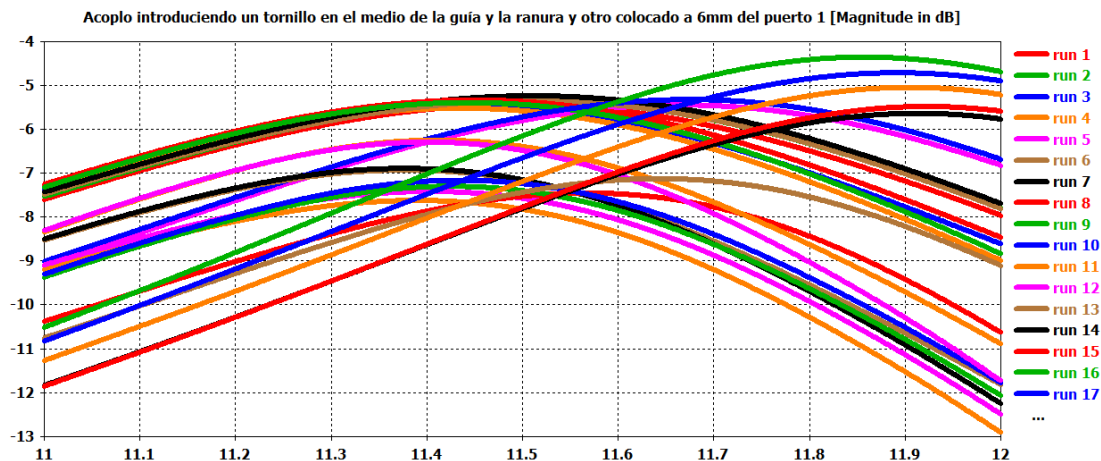
**Figura 3.51 Esquema de colocación de dos tornillos en la cara lateral de la guía de onda**

Tal y cómo muestra el esquema adjunto, se colocará un tornillo lateral en la región 1 de la guía a una distancia  $d_{t1}$  del centro de la ranura y, de igual forma, un tornillo en la región 2 de la guía a una distancia  $d_{t2}$ . Al igual que en todo el apartado anterior, los análisis han sido realizados para una ranura resonante colocada en el borde de la cara superior de la guía de onda (configuración de máximo nivel de acoplo de señal).

Las simulaciones se harán introduciendo ambos tornillos hasta 20 mm en pasos de 5 mm cada uno para realizar un primer barrido y observar los efectos. Cada combinación de tornillos contará con las gráficas obtenidas, tanto de acoplo como de adaptación, así como una tabla de los valores obtenidos para las posiciones de tornillos.

**- Tornillos colocados en el centro ( $d_{t2}=0\text{mm}$ ) y desplazado  $d_{t1}=-6\text{mm}$**

Únicamente, para este caso, no se ha colocado un tornillo en la región 2 de la guía de onda. Se pretende comprobar si es posible compensar los efectos de desadaptación introducidos por el tornillo central (con su correspondiente modificación de acoplo) utilizando un tornillo colocado en la región 1 (en concreto, a 6 mm del origen).



**Figura 3.52 Nivel de acoplo introduciendo dos tornillos, uno colocado en el centro de la guía y la ranura y otro desplazado  $d_{t1}=-6\text{mm}$**



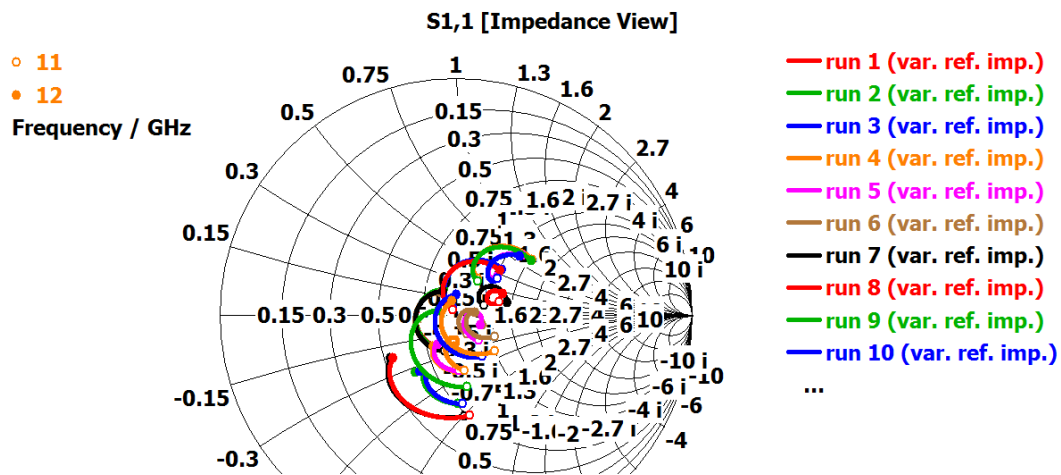


Figura 3.53 Carta de Smith introduciendo dos tornillos, uno colocado en el centro y otro desplazado  $d_{t1}=-6\text{mm}$

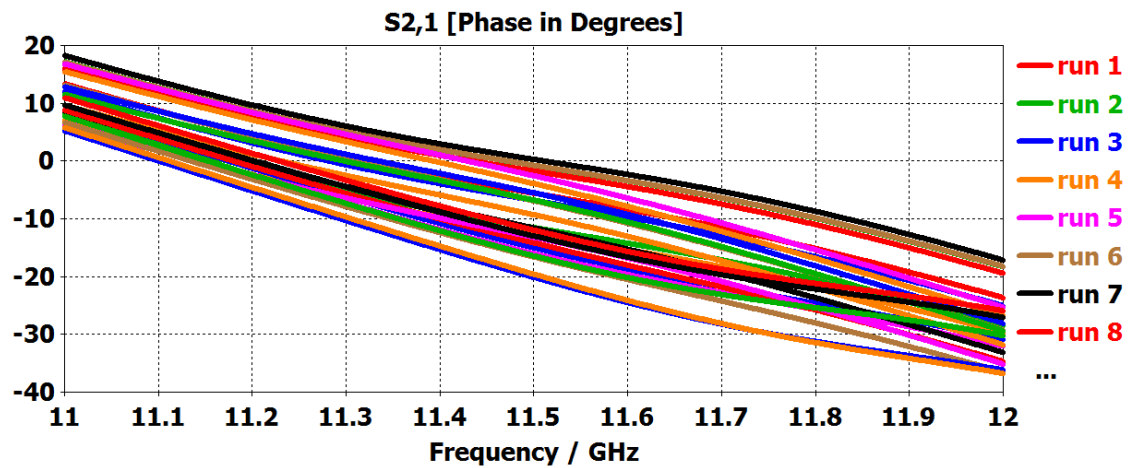


Figura 3.54 Fase de la estructura introduciendo dos tornillos, uno colocado en el centro y otro desplazado  $d_{t1}=-6\text{mm}$

<b>Tornillos centro (<math>d_{t2}=0\text{mm}</math>) y <math>d_{t1}=-6\text{mm}</math></b>			
<b>Penetración (mm) del tornillo en <math>d_{t2}=0\text{mm}</math></b>	<b>Penetración (mm) del tornillo en <math>d_{t1}=-6\text{mm}</math></b>	<b>Nivel de acoplo (dB)</b>	<b>Parámetro <math>S_{11}</math> (dB)</b>
<b>0</b>	<b>0</b>	-5.45	-15.25
	<b>5</b>	-5.34	-15.20
	<b>10</b>	-5.52	-14.00
	<b>15</b>	-5.59	-10.51
<b>5</b>	<b>0</b>	-5.35	-14.96
	<b>5</b>	-5.25	-15.02
	<b>10</b>	-5.38	-14.47
	<b>15</b>	-5.44	-10.83
<b>10</b>	<b>0</b>	-7.83	-14.67
	<b>5</b>	-7.58	-14.90
	<b>10</b>	-7.18	-27.26
	<b>15</b>	-7.16	-15.11
	<b>20</b>	-7.53	-16.68
<b>15</b>	<b>0</b>	-7.41	-10.15
	<b>5</b>	-7.24	-10.26
	<b>10</b>	-6.40	-19.39
	<b>15</b>	-6.48	-25.69

**Tabla 3.6 Valores de acoplo y adaptación introduciendo dos tornillos, uno colocado en el centro y otro desplazado  $d_{t1}=-6\text{mm}$**

Si se comparan estos valores con los obtenidos en Tabla 3.3, introducir un tornillo para mejorar el acoplo no lo modifica, pero si se observa que la adaptación ha mejorado, aunque no tanto como se esperaba. Comparar los valores de acoplo del tornillo desplazado no tendría sentido ya que se ha estudiado que la ranura se mantiene prácticamente con el mismo acoplo modificando únicamente su adaptación.

Por ello esta configuración se descarta de su uso. A continuación se procede a realizar combinaciones con tornillos colocados en posiciones ya estudiadas para ver si estos efectos se compensan y se puede obtener un ajuste de los parámetros respecto a los que se tenían previamente.

#### **- Tornillos colocados en $d_{t2}=+3$ y $d_{t1}=-4.2$**

Tal y cómo se apreció en la Figura 3.31 colocar un tornillo en la región 2 a una distancia  $d_{t2} = 3 \text{ mm}$  provoca una variación de nivel de acoplo del elemento radiante de unos 5 dBs, así como un cambio en la impedancia de entrada del mismo hacia valores de parte real menores. Por otra parte, en el apartado 3.5.1.3 se ilustró que la introducción de un tornillo colocado entre -3 y -6 mm hacia el puerto de entrada del elemento (región 1) apenas modifica el acoplo y proporciona un cambio de impedancias hacia niveles de mayor parte real y con un cambio de parte imaginaria.

Por todo ello se ha decidido realizar la combinación de un tornillo a  $d_{t2}=+3 \text{ mm}$ , con el objeto de proporcionar un rango dinámico de acoplo al elemento radiante, con un tornillo colocado en una posición óptima, entre distancias  $d_{t1}$  iguales a -3 y -6 mm, tal que corrija las desadaptaciones introducidas por el primer tornillo de sintonía. Se ha encontrado que dicha posición, que proporciona un cambio de la impedancia de entrada hacia niveles mayores en

parte real y apenas modifica la parte imaginaria, se corresponde con la distancia  $d_{t1} = -4.2\text{mm}$ .

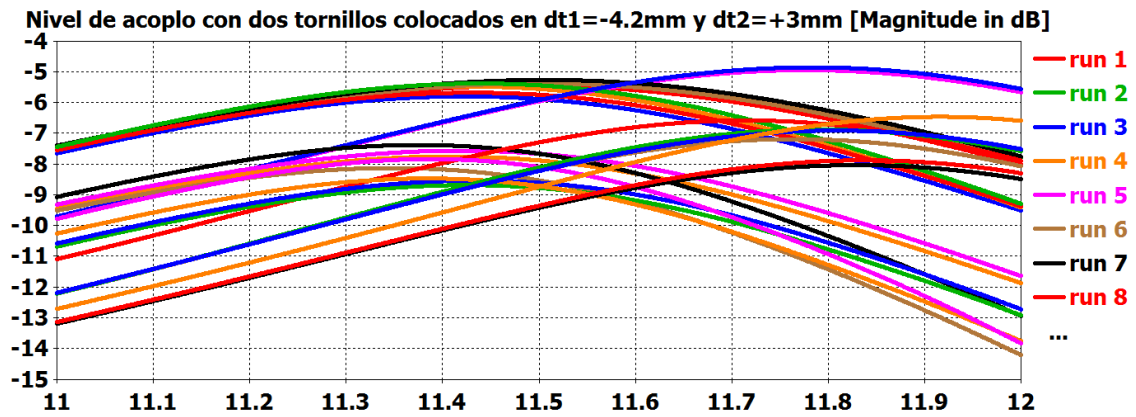


Figura 3.55 Nivel de acoplo introduciendo dos Tornillos colocados en  $d_{t2}= +3$  y  $d_{t1}= -4.2$

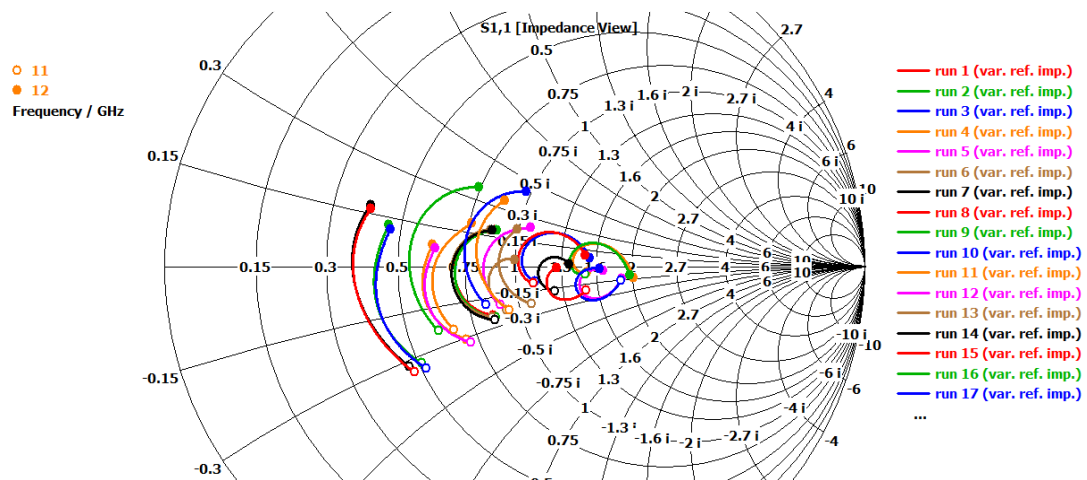


Figura 3.56 Carta de Smith introduciendo dos Tornillos colocados en  $d_{t2}= +3$  y  $d_{t1}= -4.2$

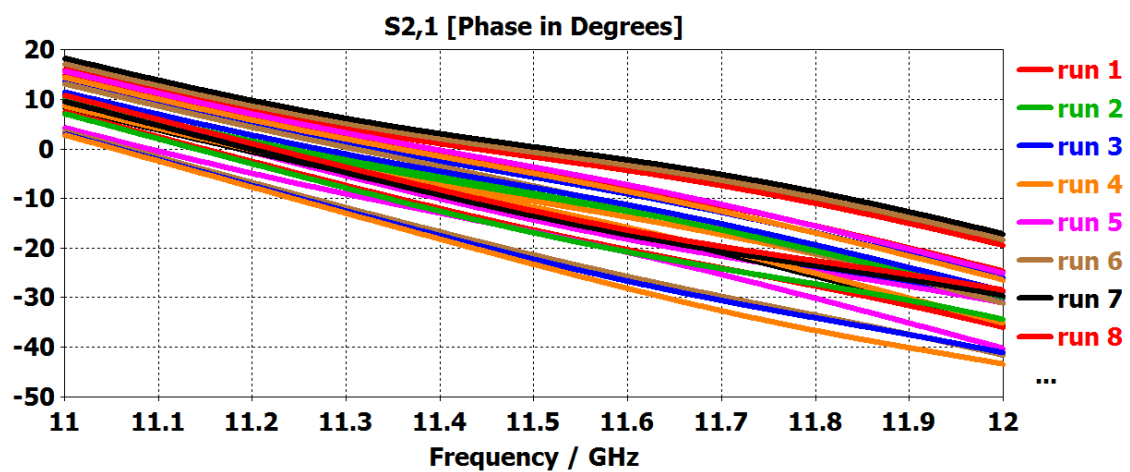


Figura 3.57 Fase de la estructura con dos Tornillos colocados en  $dt2= +3$  y  $dt1= -4.2$

<b>Tornillos colocados en +3 y -4.2mm</b>			
<b>Penetración (mm) del tornillo en <math>d_{t2}=+3\text{mm}</math></b>	<b>Penetración (mm) del tornillo en <math>d_{t1}=-4.2\text{mm}</math></b>	<b>Nivel de acoplo (dB)</b>	<b>Parámetro <math>S_{11}</math> (dB)</b>
<b>0</b>	<b>0</b>	-5.45	-15.25
	<b>5</b>	-5.33	-15.23
	<b>10</b>	-5.89	-20.17
	<b>15</b>	-5.56	-13.79
	<b>20</b>	-5.95	-13.03
<b>5</b>	<b>0</b>	-5.38	-14.78
	<b>5</b>	-5.26	-14.77
	<b>10</b>	-5.75	-21.11
	<b>15</b>	-5.44	-14.29
<b>10</b>	<b>0</b>	-7.88	-11.30
	<b>5</b>	-7.66	-11.39
	<b>10</b>	-8.53	-23.53
	<b>15</b>	-7.66	-22.19
<b>15</b>	<b>0</b>	-8.77	-7.79
	<b>5</b>	-8.61	-7.84
	<b>10</b>	-8.71	-12.98
	<b>15</b>	-8.09	-20.80

**Tabla 3.7 Niveles de acoplo y adaptación introduciendo dos Tornillos colocados en  $d_{t2}= +3$  y  $d_{t1}= -4.2$**

Si se observan tanto las imágenes como la tabla de valores, el acoplo se ha visto modificado en más o menos 3 dB, lo cual concuerda con el caso del tornillo único en esa posición. En temas de adaptación se ve cómo ha mejorado con un segundo tornillo ya que se ha compensado el efecto de desplazamiento en la parte real de la impedancia de entrada introducido por el primer tornillo. Esta será una de las combinaciones a utilizar en la fabricación del prototipo del elemento unitario dado que la combinación de estos dos tornillos obtiene los dos efectos deseados en este PFC, una modificación del acoplo sin perder los niveles de adaptación. A continuación se estudiará el caso de desplazar el tornillo de la región 2 hasta 9 mm que, como se vio anteriormente, tenía un aumento del acoplo al introducirlo.

#### **- Tornillos colocados en $d_{t2}= +9\text{mm}$ y $d_{t1}= -15\text{mm}$**

Al colocar el tornillo a 9 mm del centro de la ranura, para encontrar una posición del segundo tornillo que compensase los efectos en adaptación del primer tornillo hubo que aumentar la longitud de la guía de onda a  $2\lambda_g$ . Se estudiará desplazando el segundo tornillo una longitud mayor al primer tornillo puesto que, viendo los efectos de los tornillos por separado, desplazarlo una cantidad menor no conseguiría compensar la desadaptación introducida por el primero. En concreto, esa posición ha sido  $d_{t1} = -15$  mm hacia el puerto de entrada de la estructura (región 1).

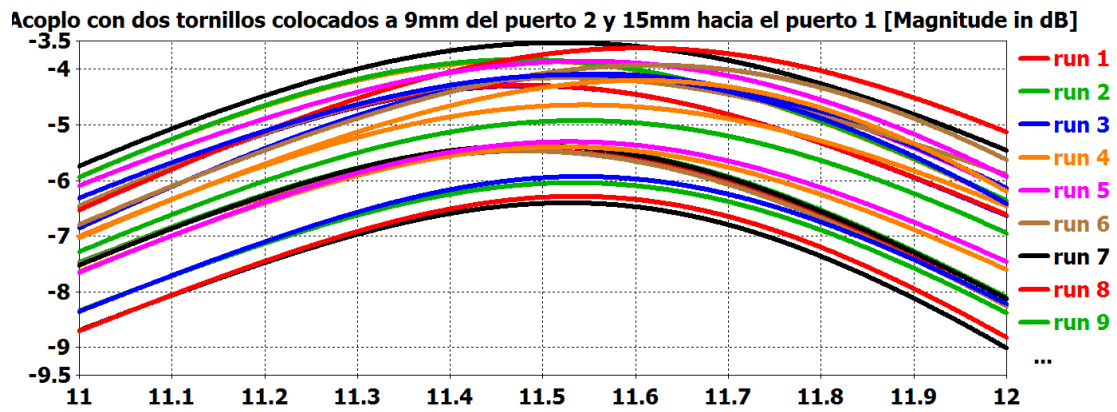


Tabla 3.8 Niveles de acoplo introduciendo dos tornillos, colocados en  $d_{t2}= +9\text{mm}$  y  $d_{t1}= -15\text{mm}$

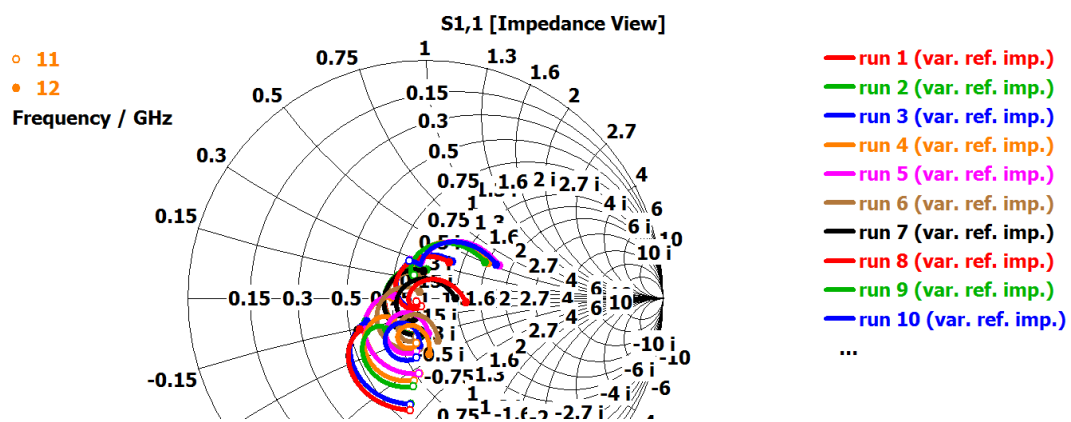


Figura 3.58 Carta de Smith introduciendo dos tornillos, colocados en  $d_{t2}= +9\text{mm}$  y  $d_{t1}= -15\text{mm}$

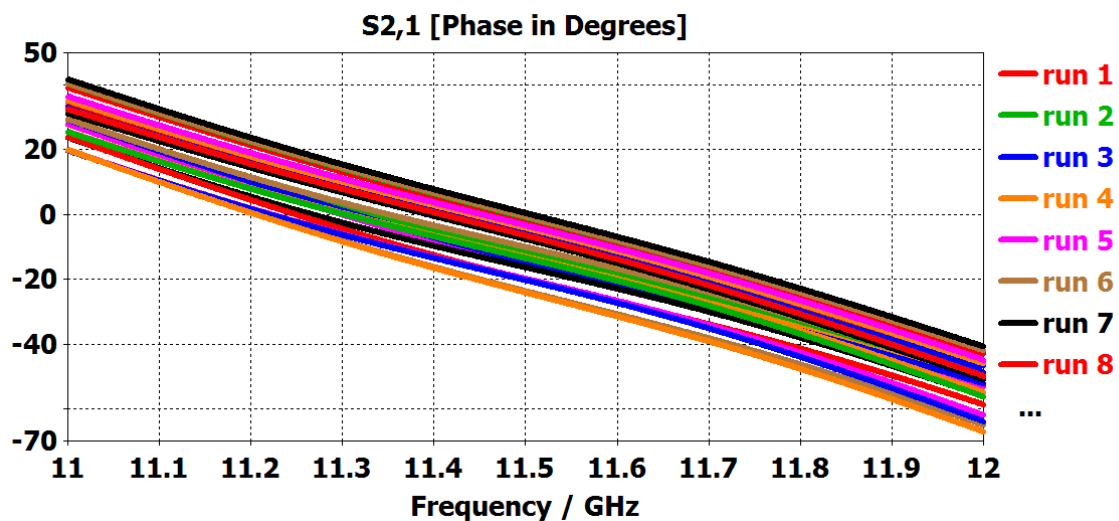


Figura 3.59 Fase de la estructura con dos tornillos, colocados en  $d_{t2}= +9\text{mm}$  y  $d_{t1}= -15\text{mm}$

Tornillos $d_{t2}= +9\text{mm}$ y $d_{t1}= -15\text{mm}$			
Penetración (mm) del tornillo en $d_{t1}=-15\text{mm}$	Penetración (mm) del tornillo en $d_{t2}=+9\text{mm}$	Nivel de acoplo (dB)	Parámetro $S_{11}$ (dB)
<b>0</b>	<b>0</b>	-5.47	-15.31
	<b>5</b>	-5.38	-15.19
	<b>10</b>	-4.30	-17.08
	<b>15</b>	-3.86	-15.35
<b>5</b>	<b>0</b>	-5.47	-15.22
	<b>5</b>	-5.38	-15.10
	<b>10</b>	-4.30	-17.18
	<b>15</b>	-3.84	-15.65
<b>10</b>	<b>0</b>	-5.40	-10.62
	<b>5</b>	-5.31	-10.65
	<b>10</b>	-4.16	-13.02
	<b>15</b>	-3.53	-18.34
<b>15</b>	<b>0</b>	-6.05	-7.84
	<b>5</b>	-5.95	-7.90
	<b>10</b>	-4.66	-9.59
	<b>15</b>	-3.88	-13.34

**Figura 3.60 Niveles de acoplo y adaptación introduciendo dos tornillos, colocados en  $d_{t2}= +9\text{mm}$  y  $d_{t1}= -15\text{mm}$**

Para esta simulación, viendo los datos obtenidos, introducir un segundo tornillo colocado a 15 mm del centro en sentido contrario, no produce un efecto beneficioso. Es cierto que, respecto al caso del tornillo único, la adaptación ha mejorado notablemente. Aun así, esta configuración se va a descartar porque conllevaría alargar la guía que, a priori, para el elemento unitario no se consideraría un problema pero sí a la hora de configurar un array. La gran distancia que hay entre el centro de la ranura y los tornillos propuestos provocaría que, si se diseñara un posible array de varios elementos alimentados por la misma guía de onda, algunos de los tornillos se solaparían o provocarían efectos indeseados sobre elementos radiantes contiguos. Se descarta puesto que, aunque esta configuración proporcione mayor acoplo, los resultados obtenidos no difieren en gran medida con los obtenidos anteriormente con una guía más pequeña.

En definitiva a todo este apartado, dejar un tornillo en el centro y desplazar otro no conlleva grandes resultados. El acoplo no se modifica en gran medida y la adaptación se ve modificada tanto en parte real como imaginaria.

Las simulaciones desplazando el tornillo izquierdo a 3 mm del origen (tornillo colocado en la región 2, es decir, hacia el puerto de salida de la guía de onda) van a ser las más óptimas ya que se consigue modificar el acoplo y readaptar la estructura dinámicamente. Además, en términos de la impedancia de entrada del conjunto, sólo se modifica la parte real como se esperaba dados los resultados de apartados anteriores. Por lo tanto, se ha elegido **colocar los tornillos a +3 y -4.2mm** porque los resultados obtenidos son los que dan un mayor rango de ajuste. A partir de aquí todo el desarrollo será con esta configuración.

Aparte de éstas se probaron otras configuraciones con los tornillos, e incluso se probó a introducir un tercer tornillo en diferentes posiciones. No se presentan los resultados puesto

que no fueron relevantes para este PFC. No se consiguieron resultados destacables que no hayan sido los ya presentados en estos apartados.

En este apartado ya han quedado definidas las posiciones de los tornillos, el siguiente paso es ver cuantas ranuras son necesarias para poder cubrir un rango de acoplo determinado.

### 3.5.3 Análisis de Ranuras para cubrir rango completo de acoplo

Como se ha explicado en el punto anterior, una vez definidas las posiciones de los tornillos, el siguiente paso es obtener cuántas ranuras son necesarias para cubrir todo el rango de acoplo.

Con la ranura colocada en el centro de la cara superior de la guía de onda se consiguen valores de acoplo muy bajos, en la siguiente imagen se muestran estos resultados

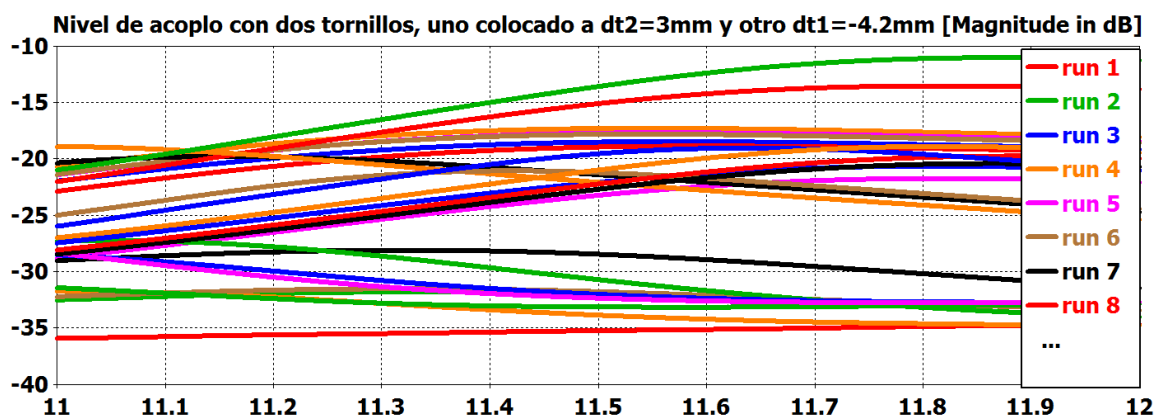


Figura 3.61 Nivel de acoplo con la ranura colocada en el centro de la guía de onda y dos tornillos en  $d_{t1}=-4.2\text{mm}$   $d_{t2}=+3\text{mm}$

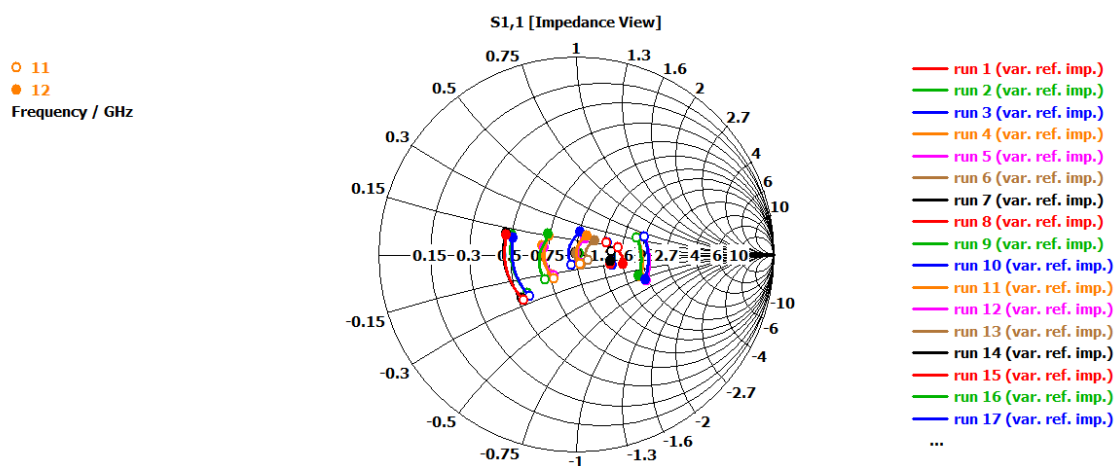


Figura 3.62 Carta de Smith con la ranura colocada en el centro de la guía de onda y dos tornillos en  $d_{t1}=-4.2\text{mm}$   $d_{t2}=+3\text{mm}$

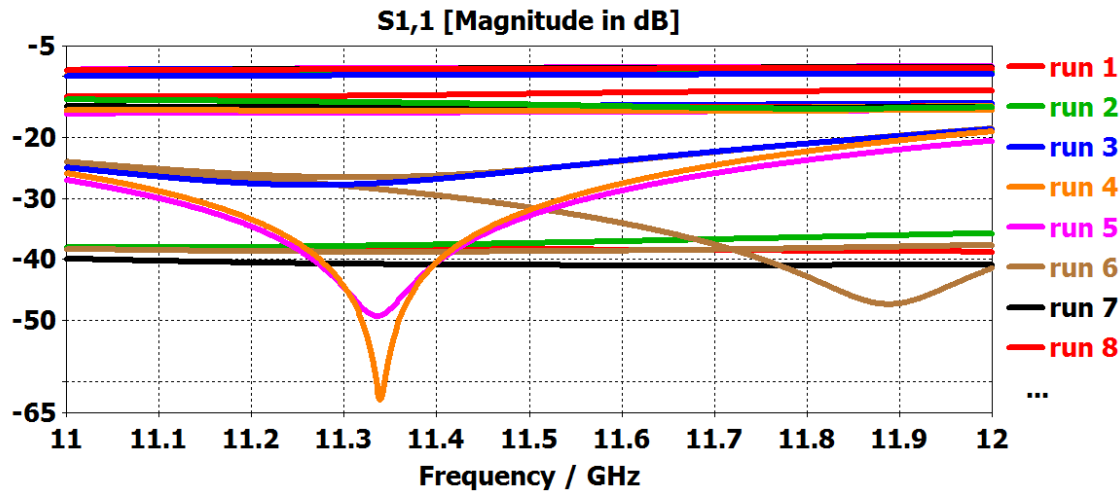


Figura 3.63 Adaptación Carta de Smith con la ranura colocada en el centro de la guía de onda y dos tornillos en  $d_{t1}=-4.2\text{mm}$   $d_{t2}=+3\text{mm}$

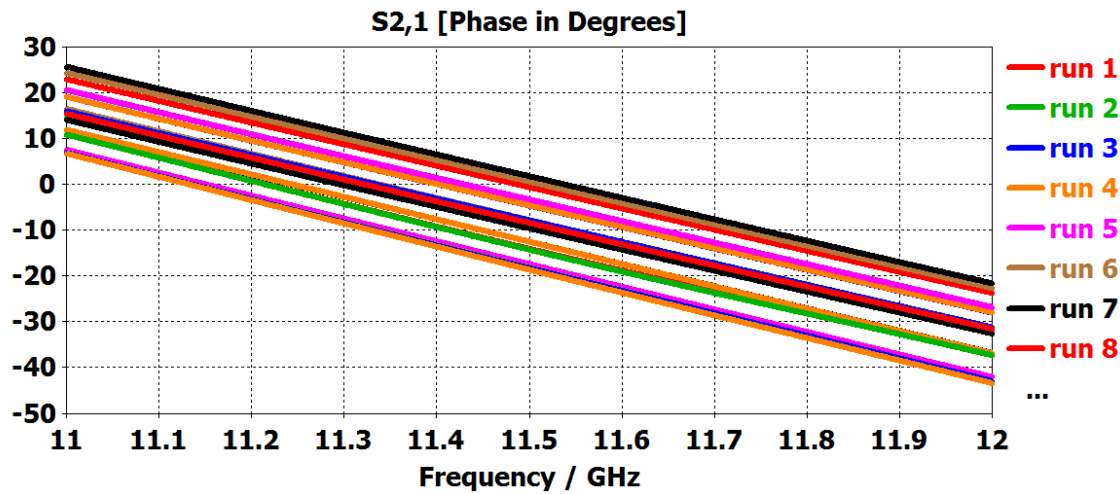


Figura 3.64 Fase de la estructura con la ranura colocada en el centro de la guía de onda y dos tornillos en  $d_{t1}=-4.2\text{mm}$   $d_{t2}=+3\text{mm}$

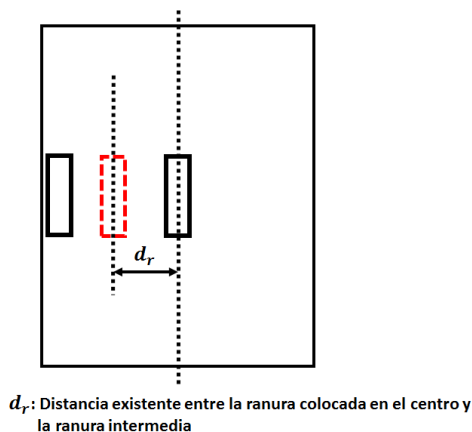
El nivel de acoplo para esta estructura sería desde -13 hasta los -35dB variando la posición de los tornillos, lo cual concuerda con lo explicado en puntos anteriores. Con esta se consigue el rango de acoplo más bajo.

Si esa ranura se coloca al borde la guía de onda se consigue el valor de acoplo nominal más elevado, unos -5.5 dBs, que puede ser variado dinámicamente mediante los tornillos hasta los -8 dBs, aproximadamente (véase Tabla 3.7).

Una vez que se han definido los rangos que ya contiene esta estructura se hace necesario conocer una posición intermedia en la cual se cubra el rango intermedio de acoplo que existe entre las mismas.

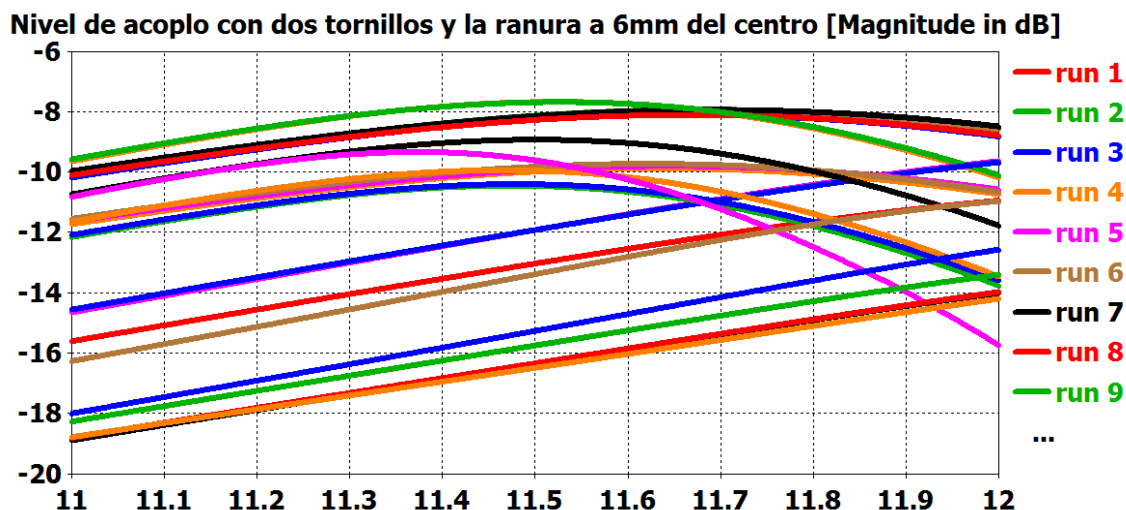
A priori, se realizó un primer barrido en el cual se descartaron posiciones de la ranura cercanas a las ya definida por su proximidad en los resultados llegando a la conclusión de que la ranura elegida tendría que estar cercana a la posición central entre el borde y el centro de la guía de onda como muestra la Figura 3.65





**Figura 3.65 Posiciones de las ranuras para obtener todo el rango de acoplo**

No se presentan todas las posiciones intermedias de posible elección puesto que, los resultados no diferían en gran medida de los ya expuestos hasta el momento. Se ha elegido colocar la ranura a una distancia  $d_r = 6$  mm como a continuación se muestra, ya que el acoplo nominal de dicho elemento está en torno a los  $-8$  dBs. Se espera que los tornillos proporcionen un rango de niveles de acoplo por debajo de este valor.



**Figura 3.66: Nivel de acoplo para una ranura colocada a  $d_r=6$ mm del centro con los tornillos colocados en  $d_{t2}= +3$ mm y  $d_{t1}= -4.2$ mm**

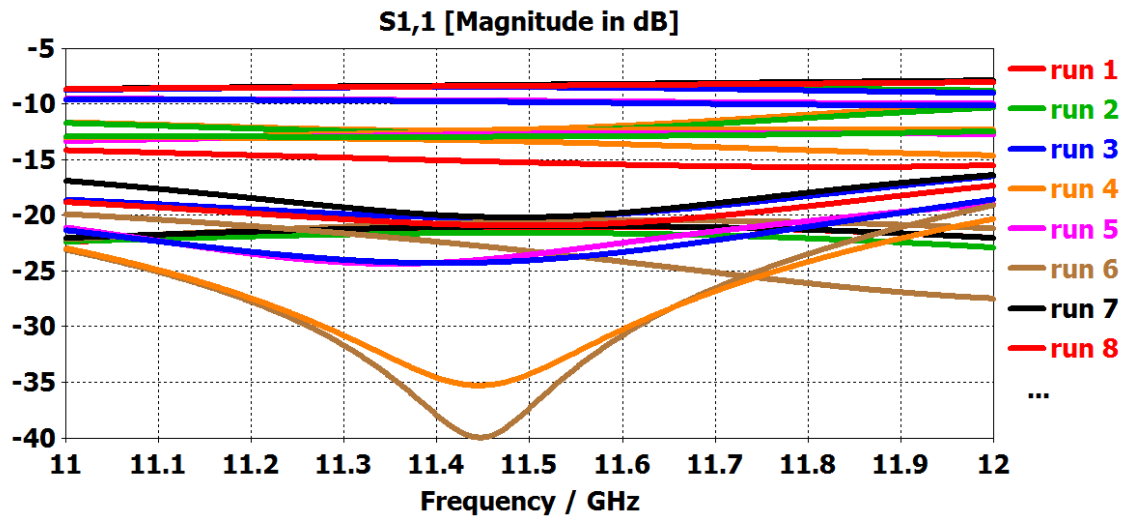


Figura 3.67: Adaptación en dB de una ranura colocada a  $d_r=6\text{mm}$  del centro con los tornillos colocados en  $d_{t2}=+3\text{mm}$  y  $d_{t1}=-4.2\text{mm}$

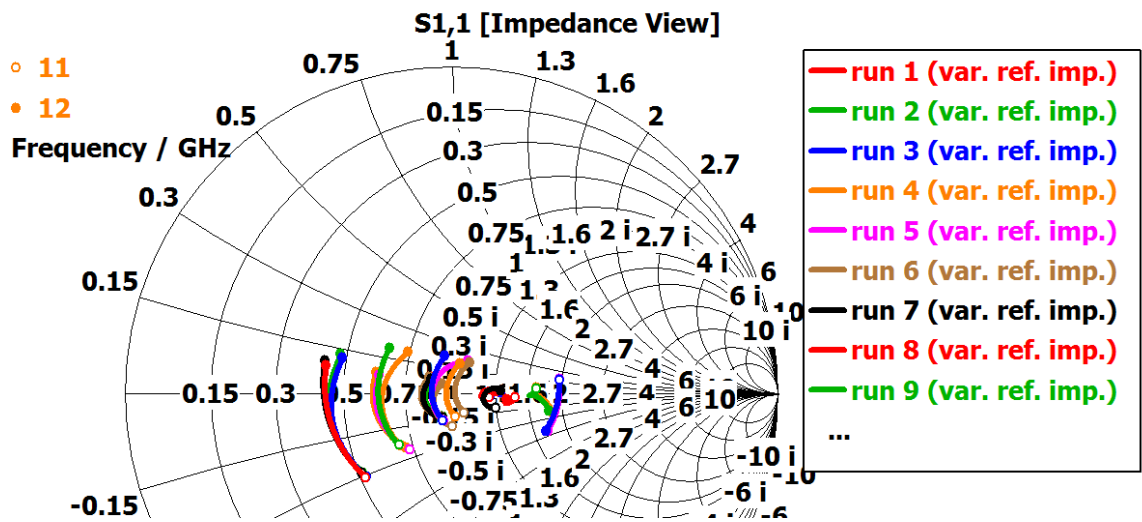


Figura 3.68: Carta de Smith de una ranura colocada a  $d_r=6\text{mm}$  del centro con los tornillos colocados en  $d_{r2}=+3\text{mm}$  y  $d_{r1}=-4.2\text{mm}$

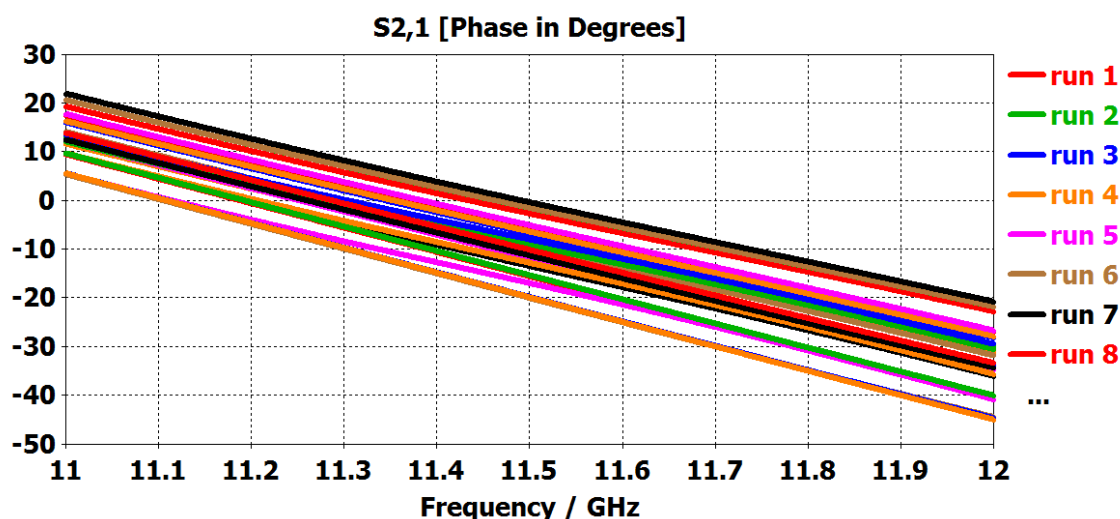


Figura 3.69 Fase de la estructura con la ranura colocada a  $d_r=6\text{mm}$  del centro con los tornillos colocados en  $d_{r2}=+3\text{mm}$  y  $d_{r1}=-4.2\text{mm}$

Tornillos $d_{r2}=+3\text{mm}$ $d_{r1}=-4.2\text{mm}$ y ranura a $d_r=6\text{mm}$			
Penetración (mm) del tornillo en $d_{t2}=+3\text{mm}$	Penetración (mm) del tornillo en $d_{t1}=-4.2\text{mm}$	Nivel de acoplo (dB)	Parámetro $S_{11}$ (dB)
0	0	-8.18	-21.14
	5	-8.14	-21.61
	10	-8.27	-20.24
	15	-7.69	-12.31
5	0	-8.19	-20.60
	5	-8.15	-21.02
	10	-8.28	-20.96
	15	-7.70	-12.52
10	0	-10.001	-12.46
	5	-9.93	-12.72
	10	-9.83	-23.26
	15	-8.94	-20.21
15	0	-10.47	-8.42
	5	-10.42	-8.54
	10	-9.96	-13.43
	15	-9.63	-23.57

Tabla 3.9 Niveles de acoplo y adaptación para una ranura colocada a  $d_r=6\text{mm}$  del centro con los tornillos colocados en  $d_{t2}=+3\text{mm}$  y  $d_{t1}=-4.2\text{mm}$

A la vista de los resultados obtenidos, esta ranura cumple con la prestación deseada puesto que, al tener un rango de acoplo que disminuye a medida que se introduce el tornillo de acoplo se cubre el rango intermedio del que no se disponía anteriormente. La adaptación se sigue modificando únicamente en parte real, se mantiene una buena adaptación sin prácticamente modificación de la fase.

Con estas tres ranuras colocadas en diferentes posiciones ( $d_r=0\text{mm}$ ,  $d_r=6\text{mm}$ ,  $d_r=10\text{mm}$ ) se consiguen cubrir todos los niveles de acoplo.

### 3.5.4 Tornillos colocados en el lado de la ranura

A pesar de que, hasta este punto, se había conseguido proporcionar al elemento ranura con guía de alimentación un cierto rango de acoplo mediante la introducción de una pareja de tornillos de sintonía, se decidió realizar una última prueba. Dicha pareja de tornillos ha sido colocada en la cara lateral de la guía posterior a la ranura radiante. Por ello, se decidió comprobar los efectos de un tornillo colocado en la misma cara lateral donde se encuentra la ranura. Es necesario destacar que, al igual que en la mayoría de apartados anteriores, el análisis ha sido realizado para una ranura colocada en el borde de la cara superior de la guía de alimentación (situación de máximo acoplo).

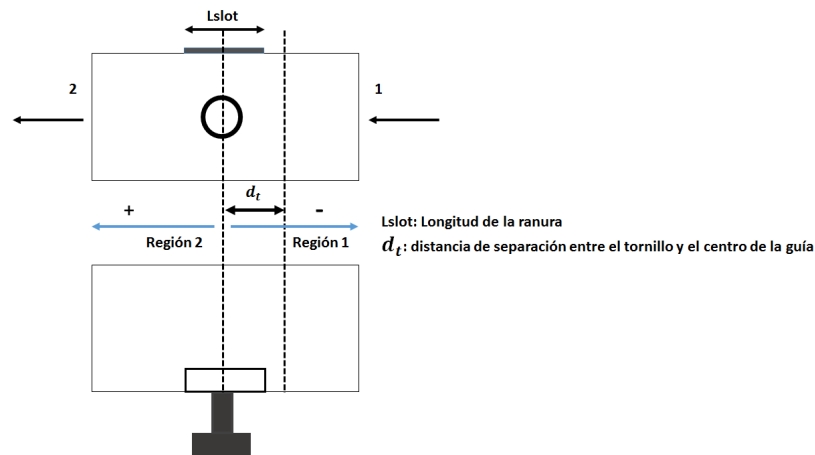


Figura 3.70 Esquema de posicionamiento de los tornillos en la cara lateral donde se encuentra la ranura

En este apartado se siguen los mismos pasos que en el anterior. Primero se coloca el tornillo en el centro, y tras tener el comportamiento de éste se pasa a ir desplazándolo hacia los diferentes puertos para ver el efecto que producen. Al final de cada análisis se hará un breve estudio, posteriormente se detallarán cuáles se consideran posiciones óptimas y los efectos introducidos.

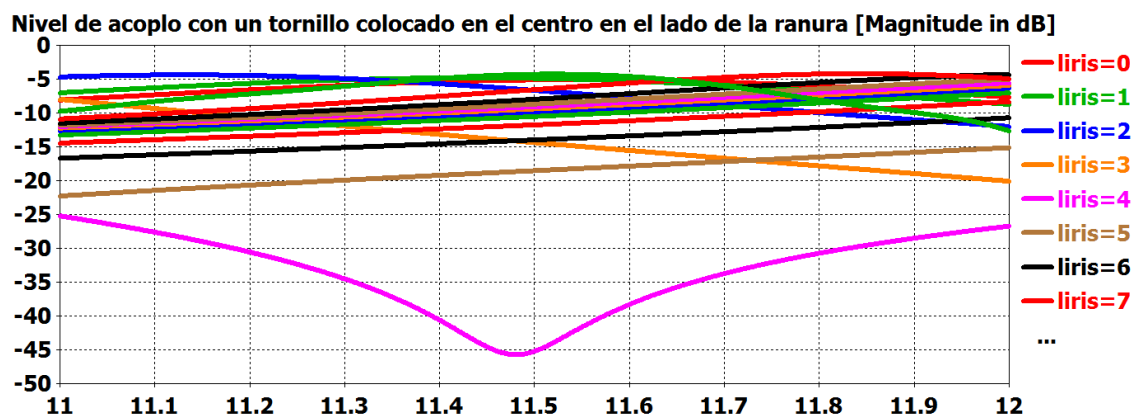


Figura 3.71 Nivel de acoplo introduciendo un tornillo en el lado donde está colocada la ranura al borde

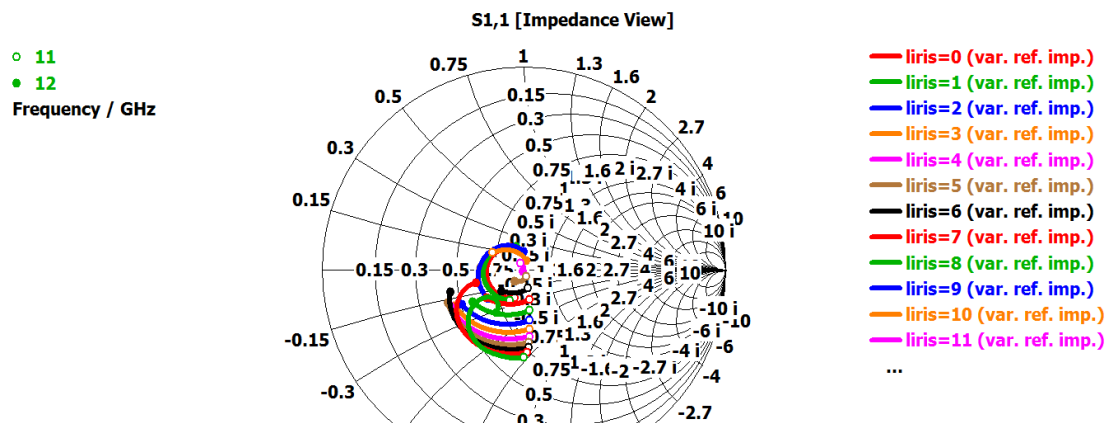


Figura 3.72 Carta de Smith introduciendo un tornillo en el lado donde está colocada la ranura al borde

$l_{\text{iris}}$	Acoplo S31(dB)	Adaptación S11(dB)
0	-5.15	-14.46
1	-5.05	-14.07
2	-7.02	-15.38
3	-14.63	-21.56
4	-45.30	-41.07
5	-18.55	-25.42
6	-13.97	-18.66
7	-11.72	-14.86
8	-10.46	-12.36
9	-9.74	-10.64
10	-9.32	-9.48
11	-8.99	-8.65
12	-8.58	-8.04
13	-7.85	-7.55
14	-6.41	-7.26
15	-4.36	-9.16

Tabla 3.10 Niveles de acoplo y reflexión introduciendo un tornillo en el lado de la guía donde se encuentra la ranura colocada al borde

Sorprendentemente, colocar el tornillo en el lado de la ranura proporciona unos resultados inesperados. Con esta configuración, a priori, se consigue una variación de acoplo muy fuerte, desde -5.5 dBs hasta -45 dBs, manteniendo una adaptación muy aceptable. El problema es que la estructura se vuelve extremadamente sensible. Estos efectos se producen cuando el tornillo ha penetrado entre 0 y 6mm. Para longitudes mayores de penetración el nivel de acoplo se mantiene en torno al nominal y los niveles de adaptación están por encima de los -10 dBs. Por tanto, este rango de penetración de los tornillos tan reducido puede hacer muy complicado controlarlo físicamente.

Aun así, parece una solución perfecta ya que, con una sola ranura y un solo tornillo de sintonía somos capaces de cubrir todo el rango de acoplo de la ranura manteniendo siempre una buena adaptación a la entrada del conjunto.

El estudio se ha seguido realizando modificando la colocación del tornillo en la cara lateral de la guía de onda (modificando la distancia “ $d_i$ ”). Las dos tablas siguientes presentan los valores obtenidos, tanto de acoplo como de adaptación, sobre el estudio de colocar los tornillos hacia el puerto de salida (región 2) y hacia el puerto de entrada (región 1), respectivamente.

<b>L<sub>irisizq</sub> (mm)</b>	<b>Acoplo S<sub>31</sub>(dB)</b>			<b>Adaptación S<sub>11</sub>(dB)</b>		
	<b>d<sub>t2</sub>=+3 mm</b>	<b>d<sub>t2</sub>=+6 mm</b>	<b>d<sub>t2</sub>=+9 mm</b>	<b>d<sub>t2</sub>=+3 mm</b>	<b>d<sub>t2</sub>=+6 mm</b>	<b>d<sub>t2</sub>=+9 mm</b>
<b>0</b>	-5.19	-5.29	-5.40	-14.58	-14.87	-15.14
<b>1</b>	-5.08	-5.27	-5.40	-14.55	-15.01	-15.00
<b>2</b>	-5.83	-5.28	-5.41	-15.16	-15.20	-14.92
<b>3</b>	-11.76	-6.37	-5.44	-20.25	-16.51	-15.01
<b>4</b>	-40.07	-38.18	-14.01	-39.74	-39.08	-24.04
<b>5</b>	-16.40	-10.60	-6.43	-24.54	-20.66	-16.73
<b>6</b>	-12.48	-8.49	-6.01	-18.52	-17.86	-17.04
<b>7</b>	-10.73	-7.85	-5.87	-15.03	-16.06	-17.715
<b>8</b>	-9.86	-7.67	-5.77	-12.68	-14.51	-18.26
<b>9</b>	-9.47	-7.70	-5.64	-11.01	-13.20	-18.41
<b>10</b>	-9.35	-7.80	-5.46	-9.85	-12.17	-18.16
<b>11</b>	-9.34	-7.89	-5.24	-9.00	-11.38	-17.72
<b>12</b>	-9.29	-7.88	-4.99	-8.35	-10.79	-17.28
<b>13</b>	-9.03	-7.72	-4.71	-7.79	-10.33	-16.91
<b>14</b>	-8.33	-7.40	-4.43	-7.24	-9.92	-16.64
<b>15</b>	-6.87	-6.87	-4.15	-6.75	-9.41	-16.47

**Tabla 3.11 Niveles de acoplo y adaptación introduciendo un tornillo en diferentes posiciones de la guía de onda hacia la región dos en el lado de la ranura**

<b>L<sub>irisder</sub> (mm)</b>	<b>Acoplo S<sub>31</sub>(dB)</b>			<b>Adaptación S<sub>11</sub>(dB)</b>		
	<b>d<sub>t1</sub>=-3 mm</b>	<b>d<sub>t1</sub>=-6 mm</b>	<b>d<sub>t1</sub>=-9 mm</b>	<b>d<sub>t1</sub>=-3 mm</b>	<b>d<sub>t1</sub>=-6 mm</b>	<b>d<sub>t1</sub>=-9 mm</b>
<b>0</b>	-5.19	-5.29	-5.40	-14.59	-14.87	-15.15
<b>1</b>	-5.12	-5.30	-5.38	-14.19	-14.69	-15.21
<b>2</b>	-5.90	-5.34	-5.37	-14.57	-14.64	-15.28
<b>3</b>	-11.83	-6.44	-5.40	-19.77	-15.85	-15.41
<b>4</b>	-40.07	-38.12	-13.99	-39.73	-39.17	-24.28
<b>5</b>	-16.34	-10.55	-6.45	-24.97	-21.13	-16.52
<b>6</b>	-12.26	-8.29	-6.09	-19.51	-20.19	-16.02
<b>7</b>	-10.31	-7.41	-6.06	-16.40	-21.42	-15.54
<b>8</b>	-9.20	-6.93	-6.09	-14.29	-24.36	-14.75
<b>9</b>	-8.55	-6.64	-6.13	-12.80	-29.83	-13.62
<b>10</b>	-8.15	-6.46	-6.17	-11.78	-31.47	-12.36
<b>11</b>	-7.83	-6.3	-6.22	-11.10	-24.94	-11.12
<b>12</b>	-7.48	-6.24	-6.26	-10.69	-20.76	-10.03
<b>13</b>	-6.92	-6.10	-6.29	-10.55	-17.95	-9.09
<b>14</b>	-5.93	-5.88	-6.30	-10.93	-15.87	-8.30
<b>15</b>	-4.23	-5.53	-6.29	-14.09	-13.97	-7.65

**Tabla 3.12 Niveles de acoplo y adaptación con un tornillo colocado en diferentes posiciones de la guía de onda en el lado de la ranura**

Los resultados obtenidos tanto para un tornillo colocado en el centro (véase Tabla 3.10), como el mismo tornillo desplazado a diferentes posiciones (véase ), en ningún caso siguen un ajuste uniforme, sino que la modificación del acoplo tiene variaciones demasiado altas en cuanto a los valores que se esperan obtener, esto solo ocurre en determinadas posiciones. En concreto, parece que los efectos introducidos por este tornillo son muy similares, a pesar de su posición en la cara lateral de la guía. Por ello, se descarta colocar dos tornillos a este lado de la guía de onda

En el caso de colocar el tornillo en el medio de la ranura, en algunos puntos también se observa que la ranura es muy sensible a la longitud de tornillo que se introduce. En este caso se decidió **incluir este tornillo central en la configuración final** para probar el efecto que tendría al medirla en el analizador de redes y comprobar así si realmente el efecto de este tornillo es tan sensible.

### 3.5.5 Análisis de modos superiores

Los modos superiores se propagan debido a que, introducir el tornillo crea un efecto de variación en las dimensiones de la guía de onda. Estas discontinuidades pueden modificar las frecuencias de corte de los modos de propagación por la guía y, en concreto, pueden llegar a propagarse antes de lo previsto, lo que trae consigo una pérdida de potencia que se ve reflejada en los valores bajos de acoplo. En las siguientes imágenes se van a observar estos efectos.

El estudio de los modos se hará con la configuración elegida en puntos anteriores, es decir, una ranura longitudinal en el borde con tres tornillos laterales. Se realizaron simulaciones con las diferentes ranuras elegidas, (centro y desplazada 6mm) pero los resultados en general eran muy similares por lo que se eligió presentar los más representativos.

Se mostrarán para todos los casos el parámetro de transmisión  $S_{21}$  dado que se ha considerado que es el que más información puede mostrar. Este análisis ha sido realizado con CST y, dicho programa, muestra los resultados de parámetros S con modos cruzados utilizando la siguiente nomenclatura:

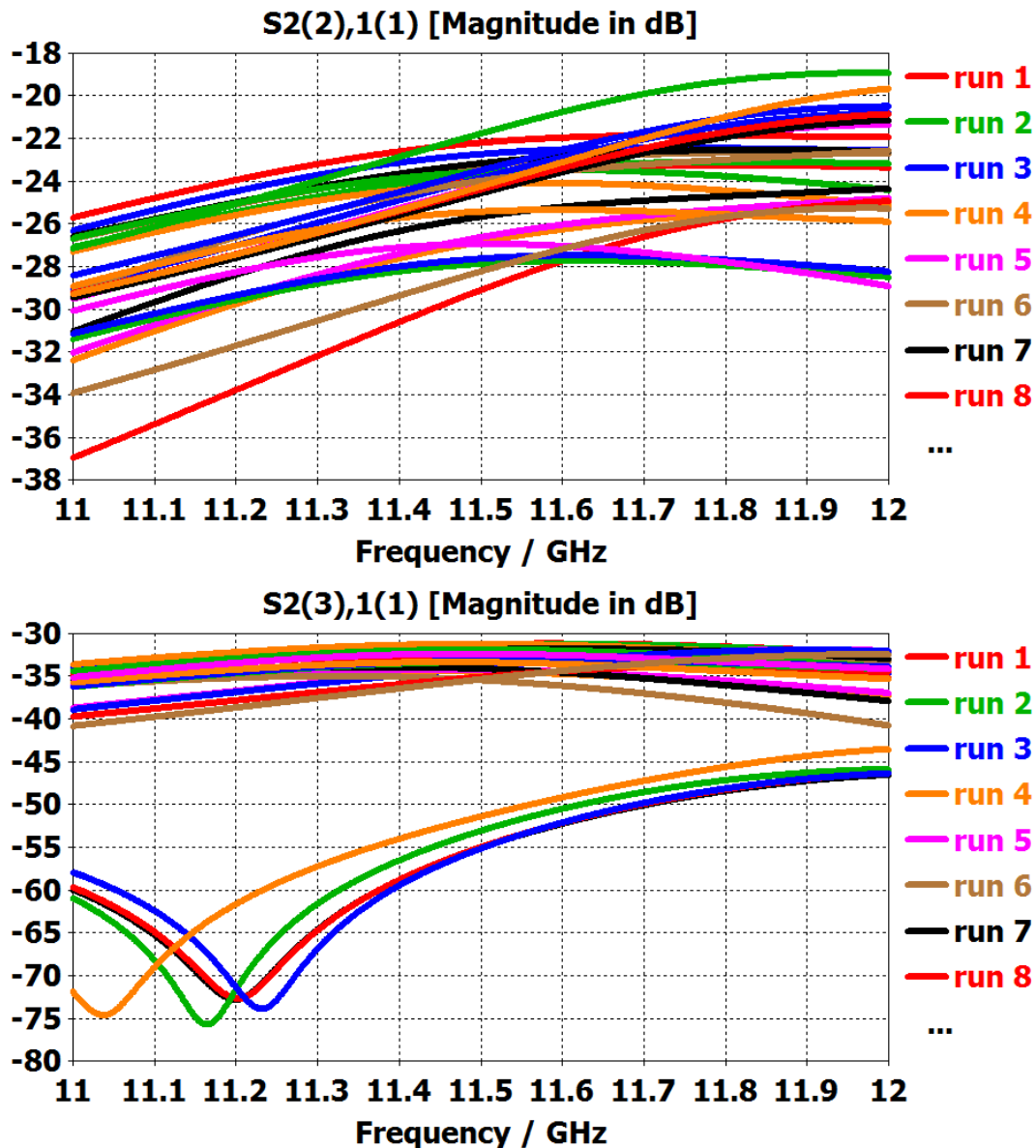
**Spuerto de salida (modo generado), puerto de entrada (modo de alimentación)**

El análisis ha sido realizado para 3 modos diferentes de tal forma que:

- El modo 1 será el modo fundamental de la guía  $TE_{10}$ .
- El modo 2 será el  $TE_{20}$ , primer modo de orden superior de la guía WR90.
- El modo 3 será el modo  $TE_{01}$ .

Aplicando las fórmulas contenidas en el apartado 2.4.2.1 las frecuencias de corte de los 3 primeros modos en una guía estándar WR90 son 6.56, 13.12 y 14.76 GHz, respectivamente. Sin embargo, los elementos externos introducidos en la fase de diseño de este trabajo pueden provocar una degeneración de las frecuencias de corte de dichos modos y, por tanto, una propagación indeseada de los mismos a nuestra frecuencia de trabajo. Aunque existen diferentes opiniones al respecto, lo ideal sería tener los modos superiores por debajo de -40 o -60 dBs para no tener problemas.

*Introduciendo dos tornillos (tornillos en el lado contrario a la ranura):*



**Figura 3.73** Transmisión para los modos superiores y la ranura en el borde (dos tornillos)

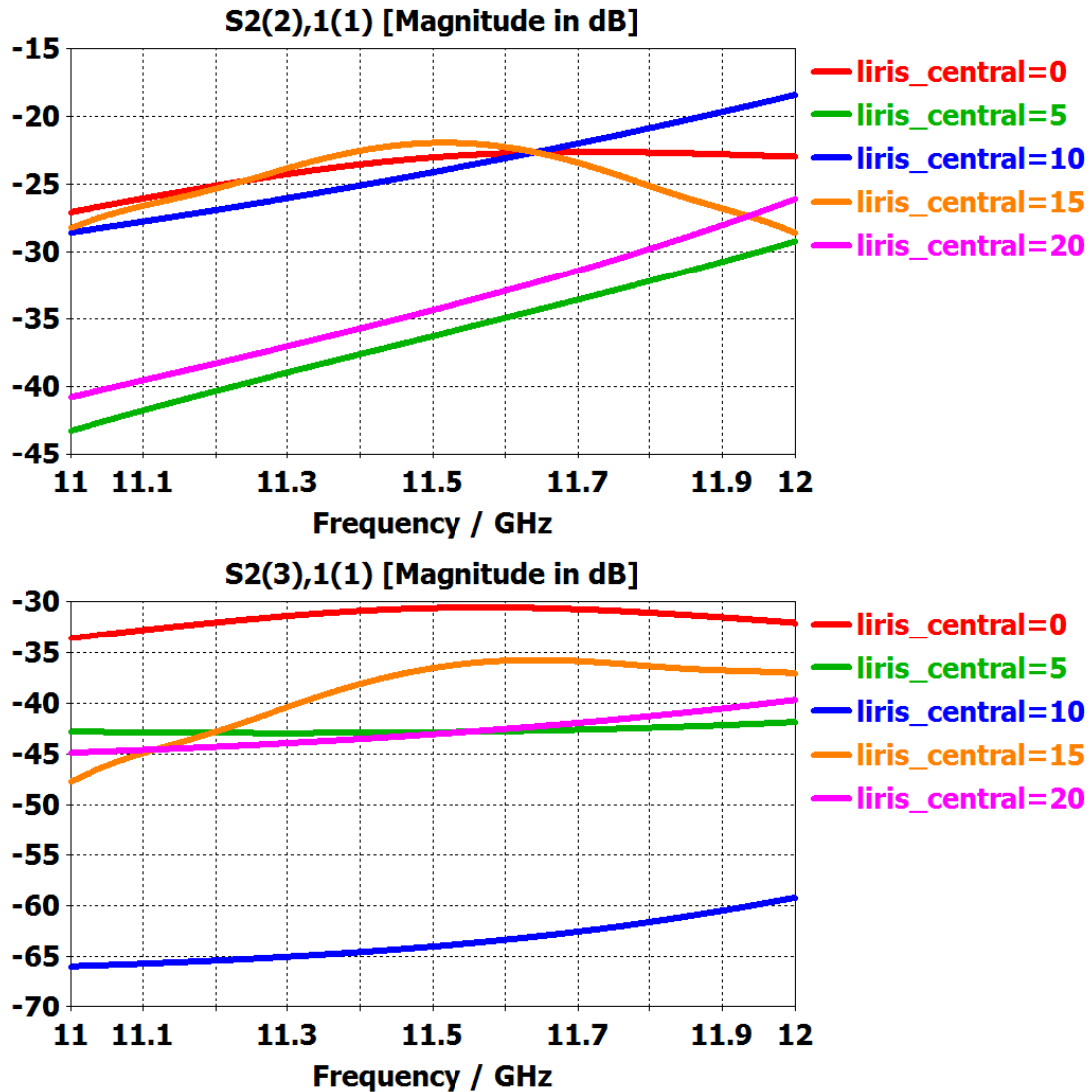
En ambas gráficas se puede apreciar cómo ninguno de los dos modos superiores presentados, a pesar de tener niveles de transmisión en torno a los -30 dBs, se encuentran suficientemente atenuados para no ser considerados. Esto conllevará problemas dado que, la propagación de estos modos no contemplados a priori, provocará una pérdida de potencia de la estructura completa.

En la memoria no se contempla pero se hizo un estudio de propagación de un mayor número de modos pero a partir del tercero los niveles eran muy bajos como para llegar a propagarse (por debajo de los -100 dBs).

Si al colocar la ranura en el centro, ya de por sí se obtenía poco acoplo y poca variación, al estar propagándose los modos superiores, se perderá potencia y se radiará menos aún. Aunque en la memoria no se contemple, se ha hecho un estudio como este para diferentes posiciones de la ranura obteniendo resultados en el mismo rango.



*Introduciendo un tornillo (en el mismo lado que la ranura):*



**Figura 3.74 Transmisión con los modos superiores y la ranura colocada en el borde (tornillo lado ranura)**

Colocar un tornillo en el lado donde se encuentra la ranura, también influye en que los modos superiores empiecen a propagarse antes de lo esperado. Como se ha comentado anteriormente, lo ideal sería tener los modos superiores por debajo de -60dB. En este caso se está por debajo de -30dB lo cual influye en la estructura porque la propagación de esos modos implica una pérdida de potencia de la estructura completa. Llama la atención la gráfica S2(3),1(1) que presenta la transmisión cruzada del modo 1 ( $TE_{10}$ ) al 3 ( $TE_{01}$ ). Aunque su nivel de propagación inicial está en torno a los -30 dBs, una penetración del tornillo central de 10 mm consigue reducirlo por debajo de los -60 dBs en toda la banda de trabajo.

**Comportamiento de la ranura sin introducir ningún tornillo:**

Dados los resultados obtenidos e decidió realizar un análisis de modos superiores sobre el elemento radiante (ranura longitudinal en el borde alimentada por guía de onda) sin

tornillos para confirmar el aumento de la propagación de modos superiores a causa de los mismos.

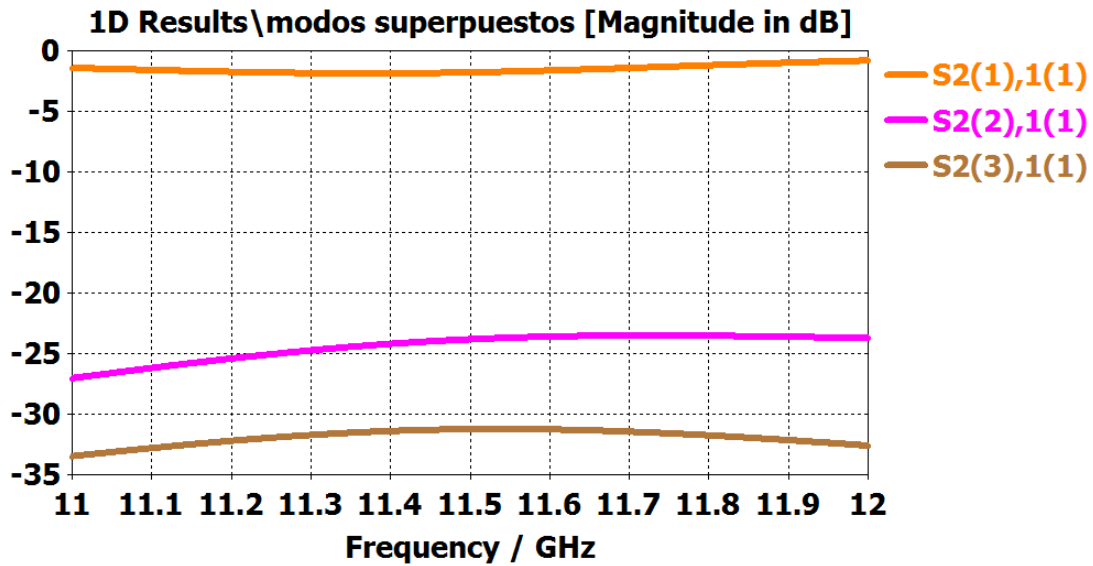


Figura 3.75 Modos superiores en transmisión y la ranura colocada en el borde

Los resultados adjuntos demuestran que, sorprendentemente, introducir los tornillos no ha sido la causa principal de la propagación de los modos superiores. La ranura colocada sobre el sustrato y la guía de onda es la causante principal de la generación modos superiores. Comparando las gráficas entre sí, introducir los tornillos por un lado o por otro no influye a la hora de la propagación de los modos superiores porque en general tienen el mismo rango de variación.

La ranura como se ha dicho antes tenía niveles altos de modos superiores. En concreto si se observa el primer modo superior, está en torno a los -25dB (véase Figura 3.75) y cuando se introducen los tornillos se obtienen niveles parecidos por lo que, introducirlos no va a beneficiar a la estructura pero tampoco la va a estropear.

### 3.6 Conclusiones del elemento unitario

Llegado este punto, se hace necesario establecer las conclusiones pertinentes en cuanto a la configuración elegida y el porqué de ella.

Se ha decidido realizar un prototipo que cuente con tres tornillos colocados en las posiciones remarcadas en la siguiente imagen

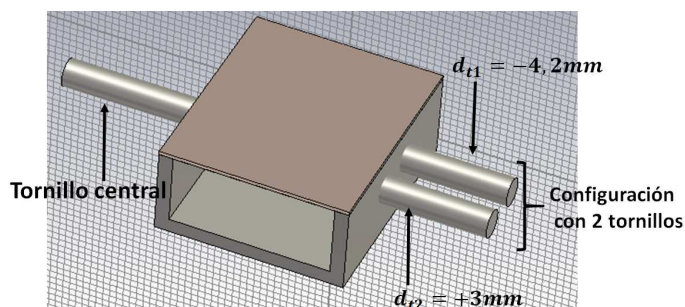
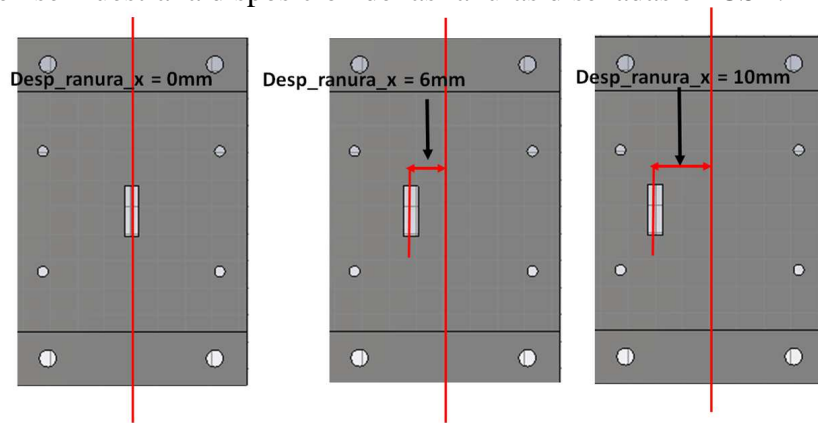


Figura 3.76 Conclusión del prototipo unitario

El tornillo colocado en el lado de la ranura se ha dejado para comprobar si, efectivamente, el rango de acoplo, aun siendo tan abrupto se conseguía y, en caso contrario, estudiar que rango de acoplo se cubriría puesto que, con este elemento solo se cubre la mayor rango de acoplo. Los tornillos que se encuentran en la cara opuesta del tornillo central, han tenido las siguientes posiciones respecto del centro de la guía de onda,  $d_{t1}=-4.2\text{mm}$  y  $d_{t2}=+3\text{mm}$ . Con ellos se ha conseguido, obtener rangos de acoplo útiles gracias a uno de los tornillos mientras que, con el otro se compensaba la adaptación que empeoraba a medida que aumentaba el acoplo.

Por otro lado, se ha decidido construir tres ranuras diferentes, una estará colocada en el centro, donde dará los rangos de acoplo menores, la ranura siguiente estará colocada a 6mm respecto del centro de la guía de onda donde se cubrirán los rangos de acoplo intermedios y, por último, la ranura en el borde será la encargada de cubrir los rangos superiores. En la siguiente imagen se muestra la disposición de las ranuras diseñadas en CST.



**Figura 3.77 Conclusión sobre las ranuras a utilizar**

Una vez se tiene diseñado el prototipo en simulación, se pasa a fabricarlo, de tal manera que se compruebe si, los efectos encontrados en simulación se corresponden con la realidad.



## **4 Fabricación y medida del elemento unitario**



## **4.1 Construcción del elemento unitario con triple tornillo de sintonía**

Caracterizado de una manera precisa la primera antena, denominada “elemento unitario”, se ha conseguido ver de una manera bastante precisa el funcionamiento que tienen los tornillos de sintonía en términos de adaptación, transmisión y radiación. Era primordial realizar este estudio para comprobar la viabilidad del mismo, ya que, el siguiente paso sería hacer el estudio del array completo, por lo que se necesitaban estos conocimientos previos.

El siguiente punto que atañe a este PFC es la construcción y medida de este elemento para comprobar que, efectivamente, los efectos conseguidos en CST son verídicos experimentalmente. Es necesario realizar este paso puesto que, puede que a la hora de la construcción y posterior medida se puedan encontrar problemas que no hayan podido ser detectados en las simulaciones previas y haya que hacer un estudio de viabilidad para saber si esta antena es óptima o no para las condiciones preservadas en apartados anteriores.

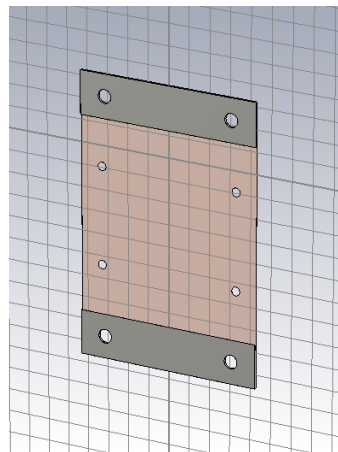
En los siguientes puntos se desarrolla con detalle la construcción de las diferentes partes de esta antena y las modificaciones previas que ha habido que realizar respecto a las simulaciones realizadas en CST.

### **4.1.1 Fabricación de la ranura**

En las simulaciones realizadas durante el diseño del primer prototipo, la ranura se colocó directamente sobre la guía de onda, colocando encima el sustrato.

En este punto, se ha necesitado hacer varias modificaciones respecto a esta configuración puesto que, realizar la ranura sobre la guía metálica directamente podría conllevar problemas en la fabricación ya que, se necesita una gran precisión a la hora de realizarlas y por ello se ha decidido utilizar la tecnología de circuitos impresos.

Realizando la ranura sobre dieléctrico, ésta se ha tenido que ver reducida a  $0.36\lambda_0$ , debido a que la impedancia del medio varía y se debe reducir para conseguir resultados semejantes (véase 3.3). Una vez realizado este cambio, la ranura impresa, quedaría colocado sobre el sustrato, eliminando el conductor del rectángulo que forma la ranura.

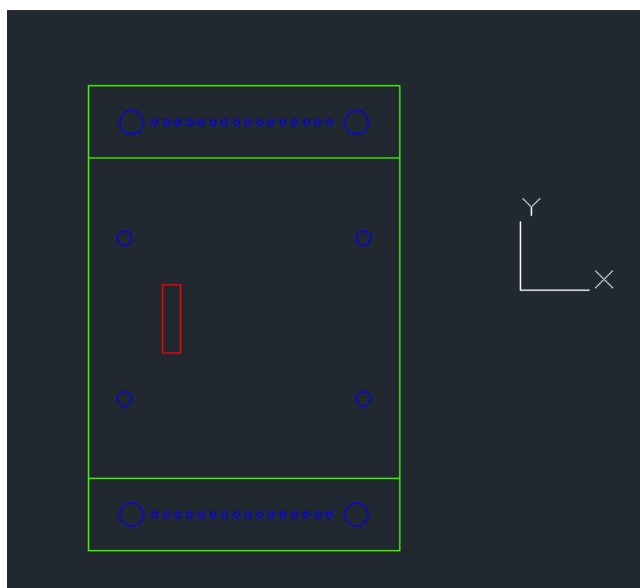


**Figura 4.1 Ranura en circuito impreso diseñada en CST**

En la imagen, además, se incluyen dos elementos nuevos, vías metalizadas y unos planos conductores a ambos extremos del sustrato. Las primeras sirven para conectar los planos inferior y superior. Ambas darán continuidad eléctrica para dar el efecto de material conductor continuo.

La Figura 4.1 muestra como se ha diseñado en CST la ranura, para construirla en el laboratorio de circuitos impresos de la Escuela Politécnica Superior ha sido necesario realizar algunos pasos intermedios.

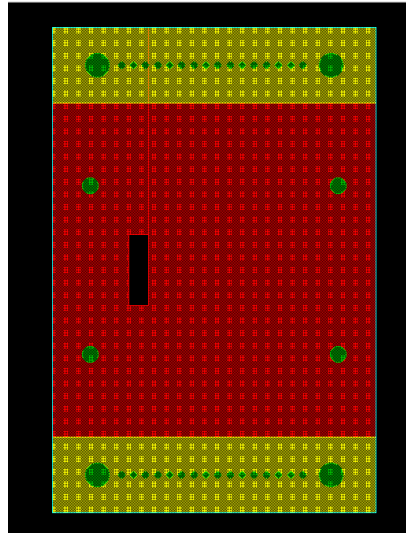
Primero, se realiza el archivo en CST, una vez que se tiene listo es necesario exportarlo a un fichero de tipo .XDF para poder realizar cambios con AutoCAD. En este punto se hace necesario diseñar cada una de las capas que tendrá el sustrato (TOP, BOTTOM, Taladros y Corte), para ello simplemente se diferenciarán por colores y se irán dibujando los diferentes elementos que contenga cada capa. Una vez realizado este paso, en la siguiente imagen se tiene el resultado obtenido en AutoCAD.



**Figura 4.2 Sustrato dibujado en AutoCAD**

El siguiente paso es delimitar las zonas de cobre de cada capa, puesto que es lo que necesita conocer la máquina que realizará la impresión. Se necesita el ADS para poder realizar estos añadidos, de tal manera que se vuelve a exportar un fichero .DXF y se van definiendo las partes de cobre para cada una de las capas. Realizados estos cambios, este tipo de fichero ya se podría enviar a fabricar. En el ADS los resultados serían los siguientes:





**Figura 4.3 Sustrato en ADS**

En la imagen se observan en colores diferentes cada una de las capas y lo que contiene cada una de ellas.

Por último, se envían los ficheros, se abren con el software de la máquina fresadora y el resultado sería el siguiente:



**Figura 4.4 Ranura en circuito impreso**

En las imágenes anteriores se ha realizado para la ranura colocada en el centro, se fabricaron también las ranuras colocadas al borde y a 6mm respecto del centro siguiendo el mismo proceso.

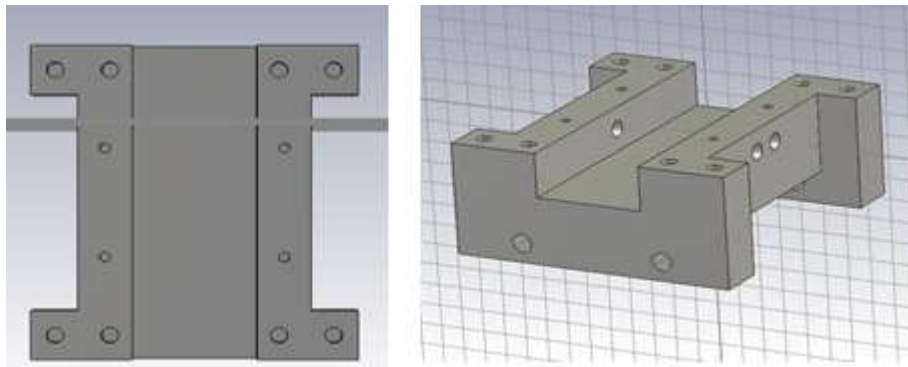
#### **4.1.2 Fabricación de las piezas metálicas**

Para la realización de la estructura metálica, al igual que pasaba con la ranura, se ha visto la necesidad de realizar ciertos cambios para su fabricación que se detallan a continuación.

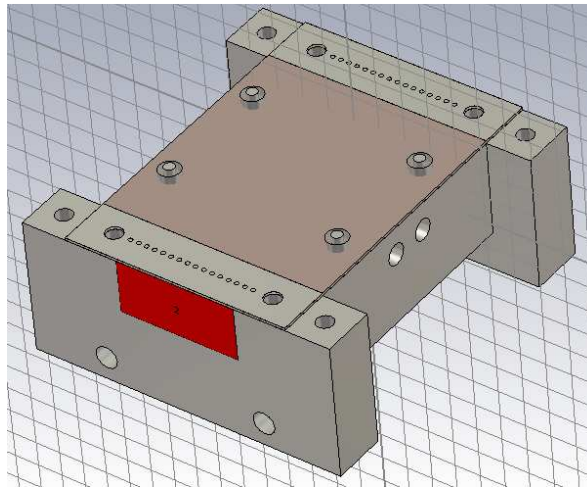
La primera de ellas ha sido realizar unos taladros encima de la guía (a partir de aquí denominada “u”) para poder unir la propia guía con el sustrato. Se han realizado 4 taladros, dos a cada lado, para intentar que, al colocar los tornillos metálicos afecten lo menos posible. Con estos 4 taladros se conseguirán los dos objetivos.

Se ha eliminado la posibilidad de usar tornillos de plástico por la fragilidad de los mismos porque en el laboratorio ya se había observado que si se apretaban demasiado fuerte podrían llegar a partirse dentro del prototipo.

A la guía de onda, se le añade el flange inferior en una sola pieza para facilitar la mecanización.



**Figura 4.5 Diseño de los taladros de unión entre la guía de onda y el sustrato diseñado en CST**

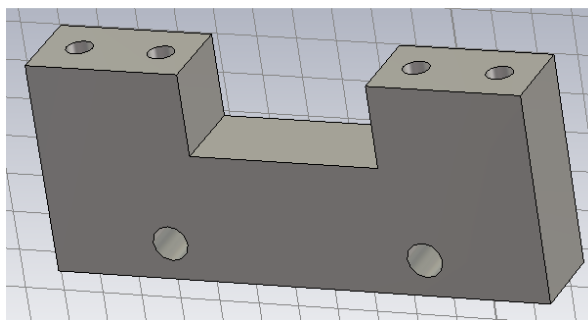


**Figura 4.6 sustrato unido a la guía de onda con el flange inferior diseñado en CST**

El prototipo a construir se va a medir en el analizador del espectros que tiene el laboratorio RFCAS, quien cuenta con un kit de calibración en guía de onda WR-90 que posee dos adaptadores para conectar a la guía de onda. Es por ello que se hace necesario diseñar unos elementos externos denominados flanges que, unidos a la u, pueda conectarse así al kit de calibración y poder medir el prototipo.

Se han diseñado dos flanges, denominados inferior y superior. El primero de ellos, el inferior, se ha conectado a la denominada u. Consta de dos taladros pasantes en la parte baja donde se conectará el adaptador del kit de calibración. En la parte superior se observan 4 taladros ciegos. Los dos interiores sirven para conectar el sustrato a la guía y que no queden bolsas de aire entre medias de los flanges y el sustrato. Los dos exteriores servirán para conectar el flange superior e inferior.

Los flanges inferiores no se han incrustado usando parte de la guía de onda debido a que quedaría demasiado cerca de la ranura y podría modificar los resultados obtenidos anteriormente.

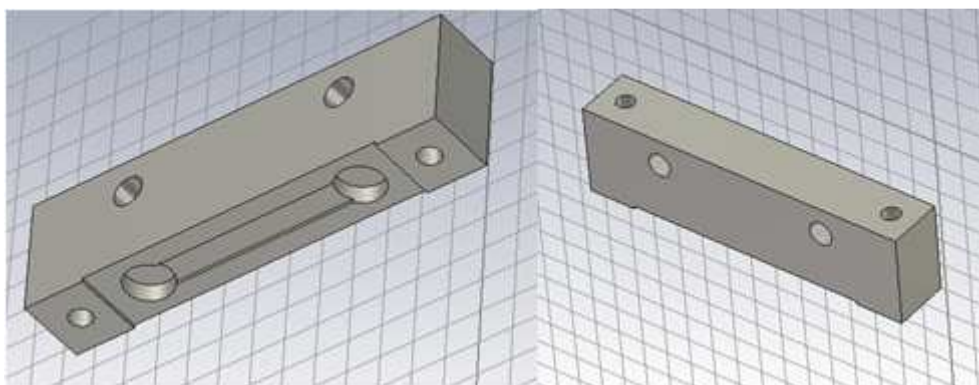


**Figura 4.7 Flange inferior diseñado en CST**

El flange superior también consta de dos taladros pasantes, para conectar el adaptador. También consta de dos taladros ciegos en la parte superior para unir los dos flanges. Si se observa la parte inferior consta en los extremos de los taladros ciegos de unión de ambos flanges. También consta de un rebajado rectangular necesario para colocar el dieléctrico en la parte inferior del prototipo.

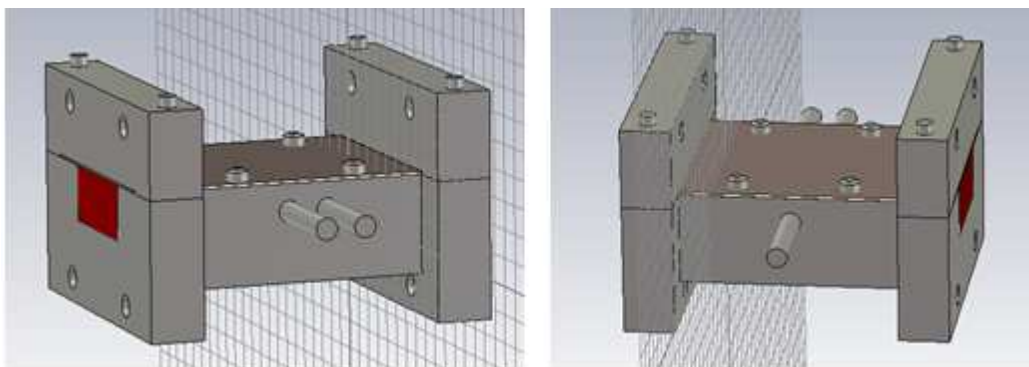
Los taladros ciegos internos se colocan encima de los tornillos de unión entre el dieléctrico y la guía de onda para poder unir los dos flanges.

Por último se realizó un vaciado más profundo para evitar que las vías y su metalización impidiesen unir la estructura.



**Figura 4.8 Flange superior diseñado en CST**

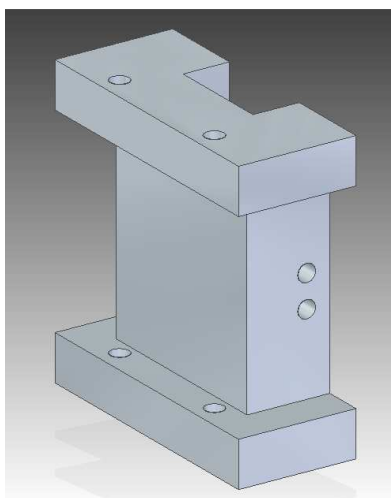
Este mecanizado se ha elaborado en un taller externo a la Escuela Politécnica Superior (Mecanizados FELPER S.L.), al igual que ocurría con la fabricación de la ranura, ha sido necesario realizar los planos de cada una de las piezas. En la siguiente imagen se encuentra el diseño completo del prototipo del elemento unitario diseñado en CST.



**Figura 4.9 Diseño final del prototipo en CST**

Una vez que se tiene diseñado el elemento unitario, es necesario dividirlo en diferentes partes para sacar los planos necesarios. Se harán dos planos diferenciados, uno para la guía de onda denominada u, y otro para el flange superior. Se explican los pasos para la guía de onda, en el caso del flange superior se haría de la misma manera.

Partiendo la Figura 4.9, hay que eliminar todo aquello que no forme parte de la “u” (sustrato, tornillos, puertos...), en este caso hay que exportar los datos en un fichero IGES para poder abrirlo con el programa Solid Edge. Este programa permite la visualización de las piezas en 3D, para ello hay que abrirlo mediante “iso assembly”

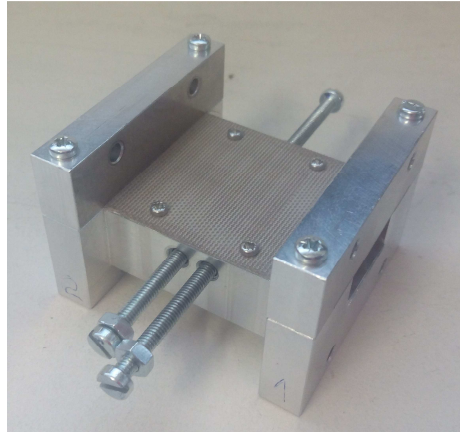


**Figura 4.10 Vista en 3D de la pieza inferior en Solid Edge**

El siguiente paso es crear un “iso draft”, en el cual se podrán colocar las diferentes vistas de la estructura con las medidas correspondientes y poder realizar los planos pertinentes. Una vez colocadas todas las cotas se exporta el resultado a PDF y el resultado es el siguiente.

En el Anexo C se encuentran los planos mostrados a tamaño folio para su correcta visualización.

Una vez enviadas al fabricante, el resultado obtenido es el siguiente:



**Figura 4.11** Diseño final del prototipo fabricado

## **4.2 Medida del prototipo fabricado**

Las medidas del prototipo se han realizado con un analizador de redes, dispositivo de dos puertos que permite conocer los parámetros de dispersión (parámetros S) en módulo y fase. La conexión al analizador de redes se hace mediante coaxial. Como se está trabajando en guía de onda se ha utilizado un adaptador de guía de onda a coaxial. En concreto, tal y como se ha comentado repetidas veces a lo largo del proyecto se trabaja con una transición a guía estándar WR90.

Se han realizado las medidas en la banda de frecuencias 11-12 GHz. Se pretende definir la estructura con sus posiciones útiles, es decir, las posiciones de los tornillos que provocan un cambio en el acoplo manteniendo una adaptación aceptable, por debajo de -10dB.

Para estudiar si la configuración diseñada en el apartado anterior es equivalente al prototipo fabricado, se ha dividido el trabajo en varios pasos.

El primero de ellos ha sido realizar las medidas de cada tornillo independientemente, es decir, introducir vuelta a vuelta un solo tornillo dejando los otros fuera de la guía. Estas medidas se han realizado como paso previo a comprobar si, efectivamente, los resultados obtenidos de las combinaciones de tornillos se corresponden con los simulados. Se comprobó que, efectivamente, el comportamiento era prácticamente idéntico al simulado.

El siguiente paso fue realizar las combinaciones de ambos tornillos para comprobar si el funcionamiento era el esperado. Los tornillos que han sido combinados son los que se encuentran colocados en el lado opuesto a la ranura (pareja de tornillos). No se han realizado combinaciones con el tornillo central que se encuentra dispuesto en el lado de la ranura ya que esas combinaciones impedirían el funcionamiento que se pretende con los tornillos. La función de los mismos es desplazar “virtualmente” las líneas de densidad de corriente. En caso de tener una estructura con los tornillos enfrentados, combinarlos sería anular el efecto que tendría el otro.

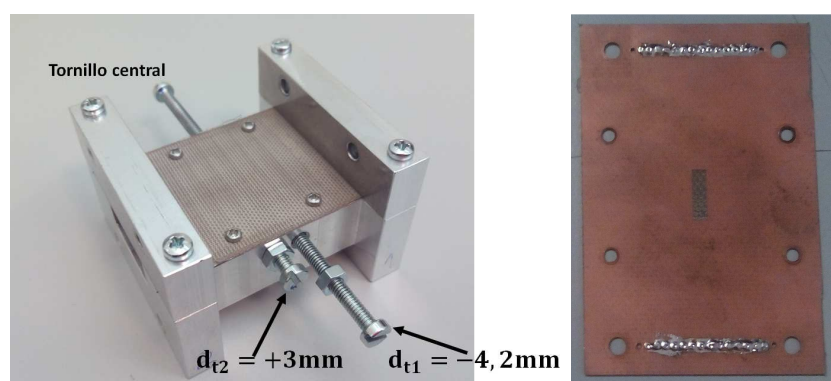
En las gráficas que se presentarán a continuación se muestra un número de “posiciones útiles” tal que proporcionen una visión general del carácter más representativo del elemento, a pesar de que, el número de posiciones útiles sea mucho mayor.

En apartados anteriores (véase 3.5.1 y siguientes) se ha comprobado que introducir los tornillos más de 15mm no daba resultados aceptables por lo que, para las combinaciones de tornillos, se ha decidido mostrar resultados hasta una penetración de 15mm.

Las medidas se han realizado con todas las ranuras que, en los resultados extraídos de las simulaciones de CST, permitían cubrir un rango de acoplo muy amplio. En concreto, se presentan resultados para una ranura de longitud resonante ( $0.36\lambda_0$ ) colocada en el centro de la cara superior de la guía de onda ( $d_r = 0$  mm), a una distancia de  $d_r = 6$  mm y en el borde de la misma ( $d_r = 10$  mm).

Por último, con el fin de facilitar el estudio de los resultados adjuntos, en cada una de las gráficas, los tonos cálidos (amarillos, rojos, naranjas) representan cuando el tornillo se ha empezado a introducir. Los tonos más fríos (azules, morados) son aquellos en los cuales el tornillos ya se ha introducido una cantidad más elevada llegando casi al máximo, que en este caso serían 15mm.

#### 4.2.1.1 Ranura en el centro

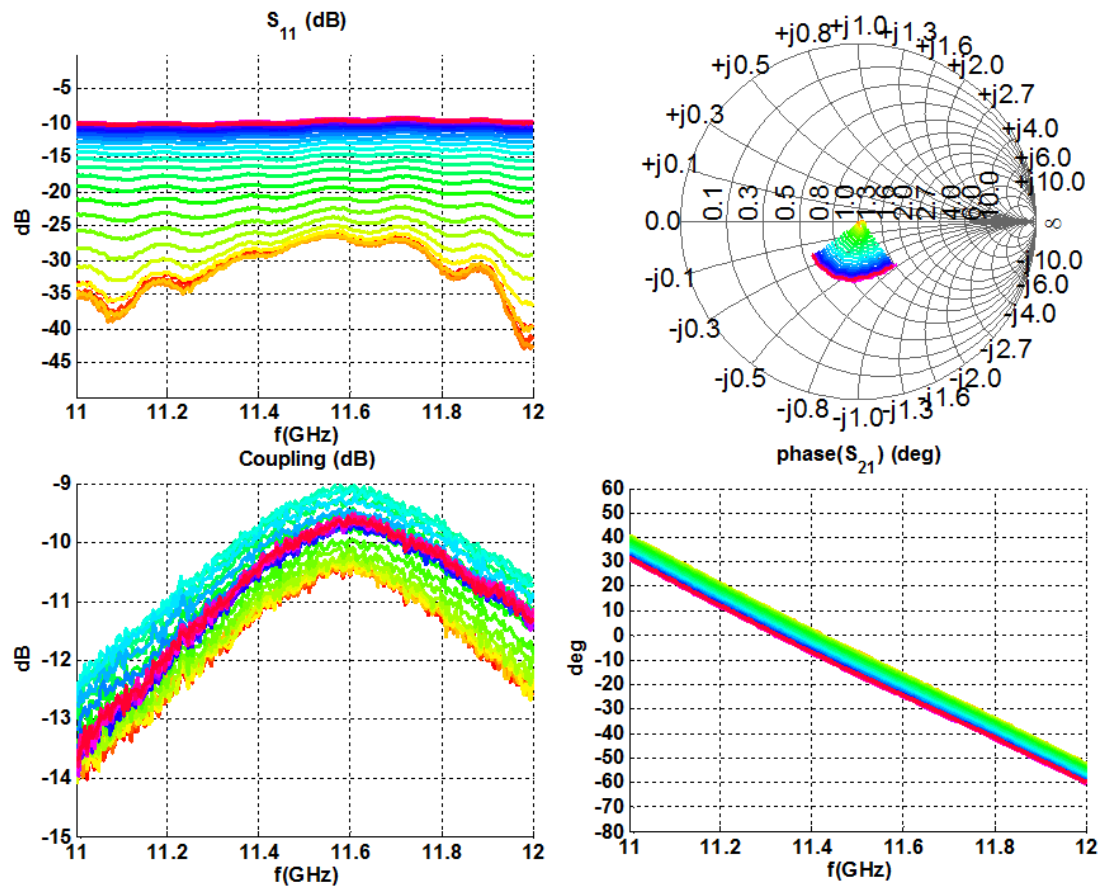


**Figura 4.12 Configuración para medida: Ranura en el centro y prototipo construido**

Esta ranura, según el estudio que se hizo al principio de este proyecto, era la que proporcionaba los niveles más bajos de acoplo, lo cual se va a comprobar con los resultados de las medidas pero según la teoría debería ocurrir ya que, sin colocar los tornillos en ninguna posición, el centro de las líneas de densidad de corriente se encontraría atravesando la ranura y, por tanto, no tendría ningún tipo de radiación.



- **Análisis del tornillo central**



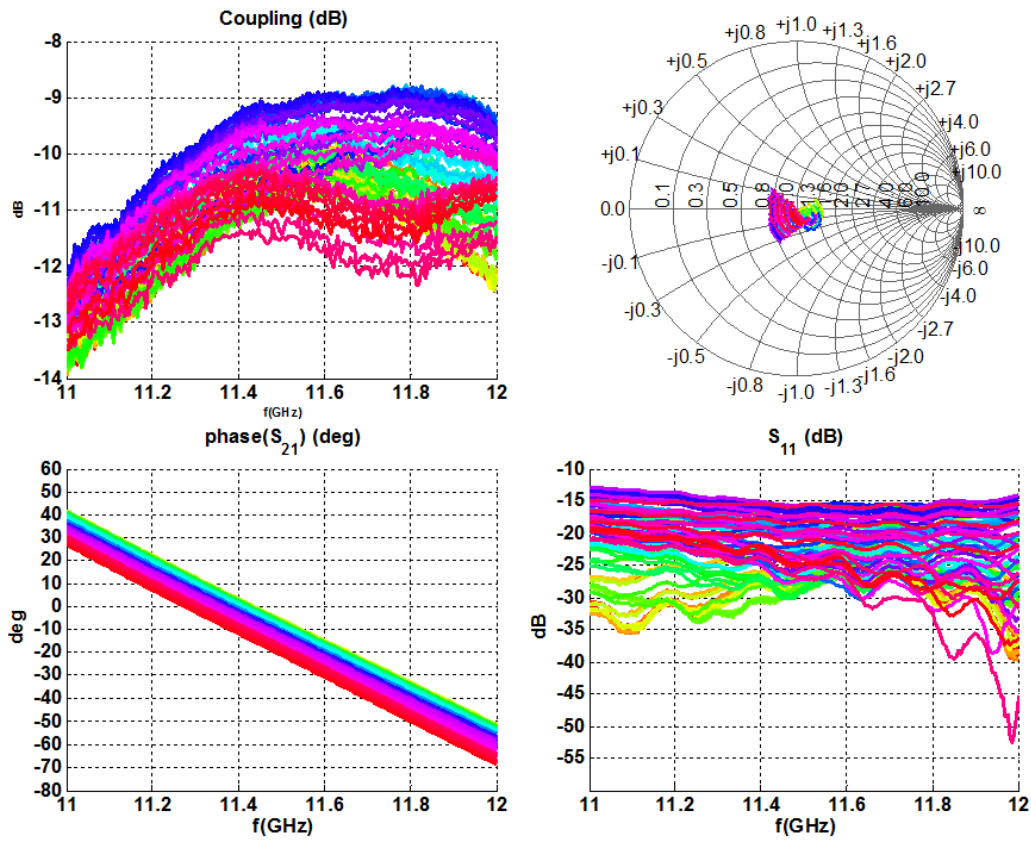
**Figura 4.13 Ranura en el centro medidas del tornillo central**

En apartados anteriores se dedujo que, introducir un tornillo más de 15mm no iba a suponer ningún beneficio a la estructura, ahora que se ha medido el prototipo construido se observa que esta explicación era razonable puesto que, para valores de 15mm la adaptación ya se encuentra en -10dB, lo cual ya supone el límite para considerar un valor óptimo el tornillo en esa posición.

En términos de acoplo, el tornillo que a priori producía unos saltos de acoplo demasiado altos ahora se encuentra con una variación más estable entre -9dB y -10.5dB a la frecuencia de trabajo. Este tornillo aumenta el acoplo de la estructura ya que, la estructura sin el mismo se encuentra a unos -10.5 dB, y a medida que se introduce va aumentando sin disminuir en gran medida la adaptación conseguida.

También es cierto que, en simulación, la ranura longitudinal colocada en el centro no había sido estudiada utilizando este tornillo central. Será necesario revisar los resultados para la ranura en el borde para poder extraer conclusiones contrastadas sobre los efectos de este tornillo.

- **Análisis dos tornillos colocados a  $d_{t2} = 3\text{mm}$  y  $d_{t1} = -4.2\text{mm}$**



**Figura 4.14** Ranura en el centro midiendo la combinación de dos tornillos

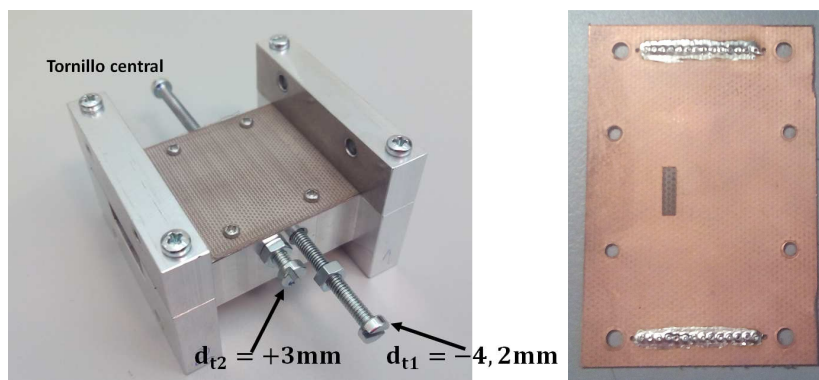
En este apartado, se evaluó combinar los dos tornillos de tal manera que, uno modificase el acoplo mientras que el otro compensase la adaptación sin modificar esa variación de acoplo.

En las imágenes se tiene una variación de acoplo entre -9 y -11.5dB. El acoplo, como ocurría en el caso anterior, empieza en niveles bajos y aumenta a medida que se introduce el tornillo. Llega un punto en el que no puede aumentar más ese acoplo y vuelve a disminuir (tonos rosas de las gráficas). Este cambio puede ser debido a que, la ranura en esa posición y con ese tornillo introducido menos de 15 mm no sea capaz de dar mayor radiación.

En términos de adaptación, existe una mejora respecto de tener un tornillo solo ya que, para cada una de las posiciones de los tornillos siempre se encuentra por debajo de -10 dB, lo cual es un objetivo cumplido ya que se pretendía, como se dijo al principio, tener una variación del acoplo sin estropear la adaptación. La adaptación en carta de Smith se encuentra más cercana al origen lo cual provoca que la adaptación haya mejorado. El desfase sigue siendo de unos  $10^\circ$ .

#### **4.2.1.2 Ranura a $d_r=6\text{mm}$**

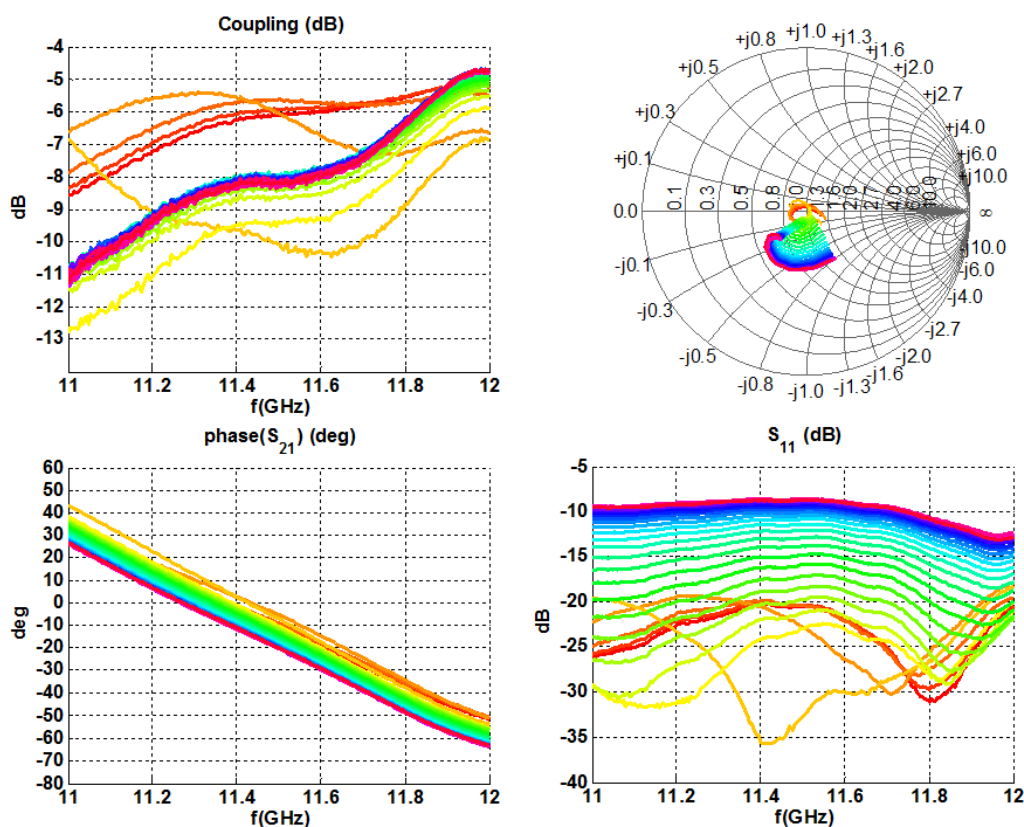




**Figura 4.15 Configuración para medida: Ranura desplazada  $d_r=6\text{mm}$  y prototipo construido**

Según el estudio realizado, la ranura al estar desplazada del centro, debería tener un nivel de acoplo más elevado. Las líneas de densidad de corriente “cortarían” a la ranura más diagonalmente por lo que debería empezar a radiar algo más que en el caso anterior.

- **Análisis del tornillo central**



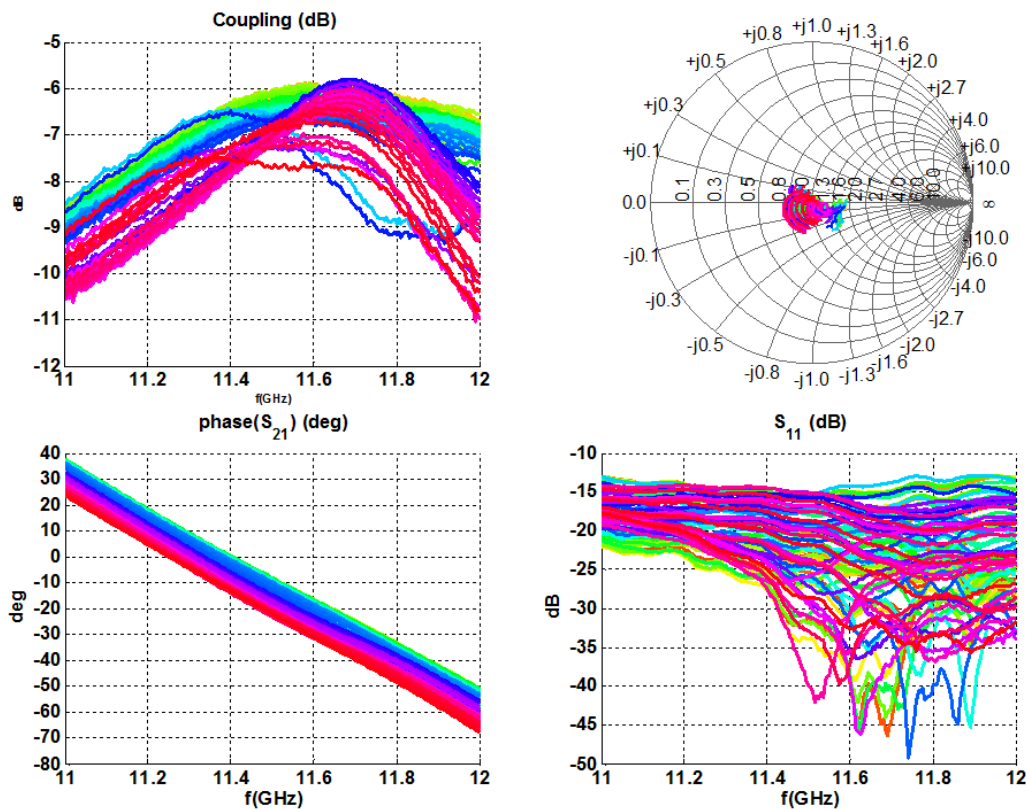
**Figura 4.16 Ranura a una distancia  $d_r=6\text{mm}$  midiendo con el tornillo central**

El tornillo independiente colocado en el centro en la cara lateral da una variación de acoplo entre -5.5 y -10 dB a la frecuencia de trabajo. En este punto el tornillo con la ranura colocada a 6 mm del centro es más sensible al movimiento ya que, la gráfica con los niveles de acoplo tiene saltos bruscos de acoplo cuando se introduce el tornillo. Cuando se introduce en torno a la mitad del tornillo, parece que se estabiliza dado que los tonos azules/rosados,

que corresponden con las configuraciones de mayor penetración de los tornillos, tienen una variación más suaves respecto del principio.

En términos de adaptación, ésta sigue coincidiendo con los casos anteriores ya que se mantiene por debajo de -10 dB. Aunque parece para esta ranura con este tornillo central se cubre casi la totalidad del rango de acoplo de la ranura examinada anteriormente, hay que remarcar que el nivel de adaptación, en este caso, se degrada rápidamente a medida que entra el tornillo. El rango de fase asciende a unos 15 grados.

- **Análisis dos tornillos colocados a  $d_{t2} = 3\text{mm}$  y  $d_{t1} = -4.2\text{mm}$**

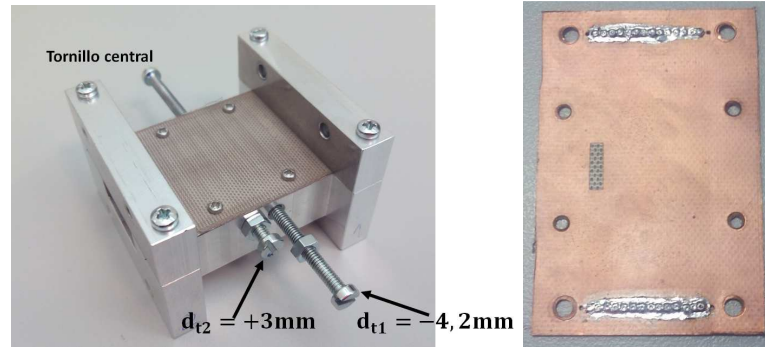


**Figura 4.17** Ranura a una distancia  $d_r=6\text{mm}$  midiendo la combinación de dos tornillos

A la hora de colocar ambos tornillos se espera que la adaptación mejore respecto del uso de un solo tornillo pero que siga habiendo una variación del acoplo según la posición de los tornillos.

Se observa una variación de acoplo entre -6dB y -7.5dB. Así, el rango de acoplo obtenido con la pareja de tornillos es mucho menor que con el tornillo independiente visto anteriormente. Por el contrario, en el caso de la adaptación la utilización de la pareja de tornillos reduce y estabiliza el nivel de adaptación del conjunto, lo cual es un efecto a destacar ya que el acoplo no se ve modificado por este efecto.

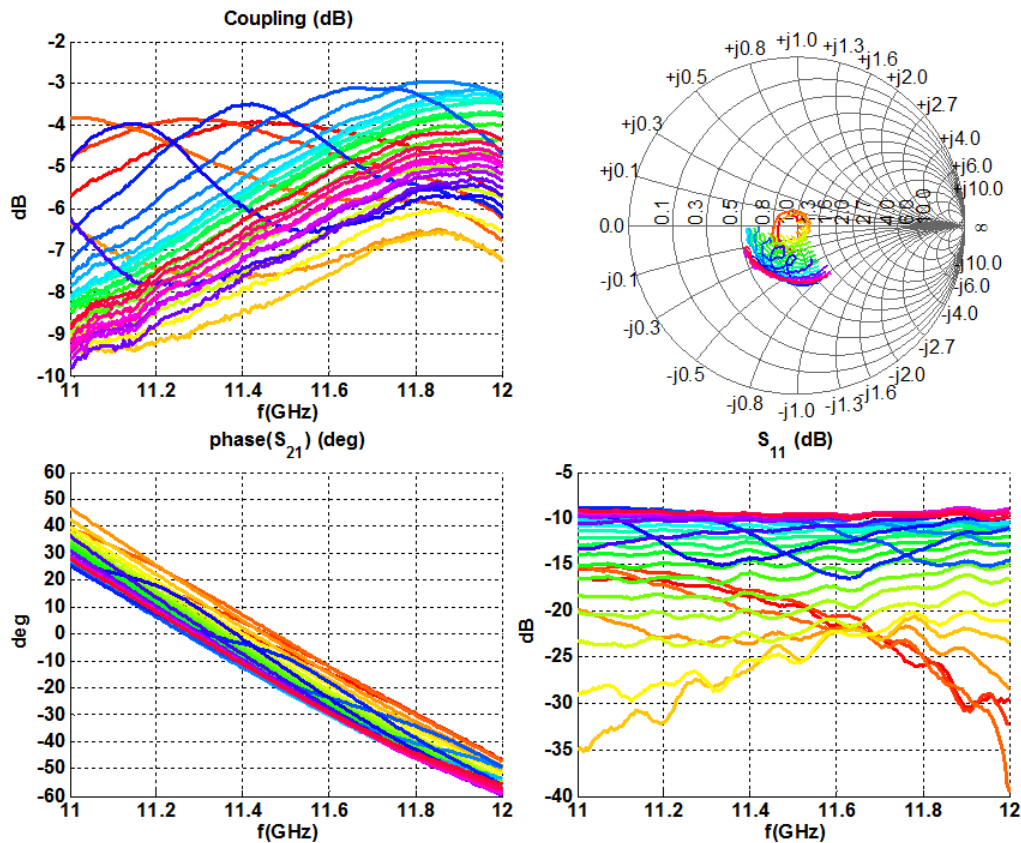
#### 4.2.1.3 Ranura en el borde



**Figura 4.18 Configuración para medida: Ranura en el borde y prototipo construido**

Según el estudio realizado, esta ranura al colocarse al borde la guía de onda, las líneas de densidad de corriente deberían llegar perpendiculares a la misma y, por tanto, dar los niveles de acoplo más altos.

- **Análisis del tornillo central**



**Figura 4.19 Ranura en el borde midiendo el tornillo central**

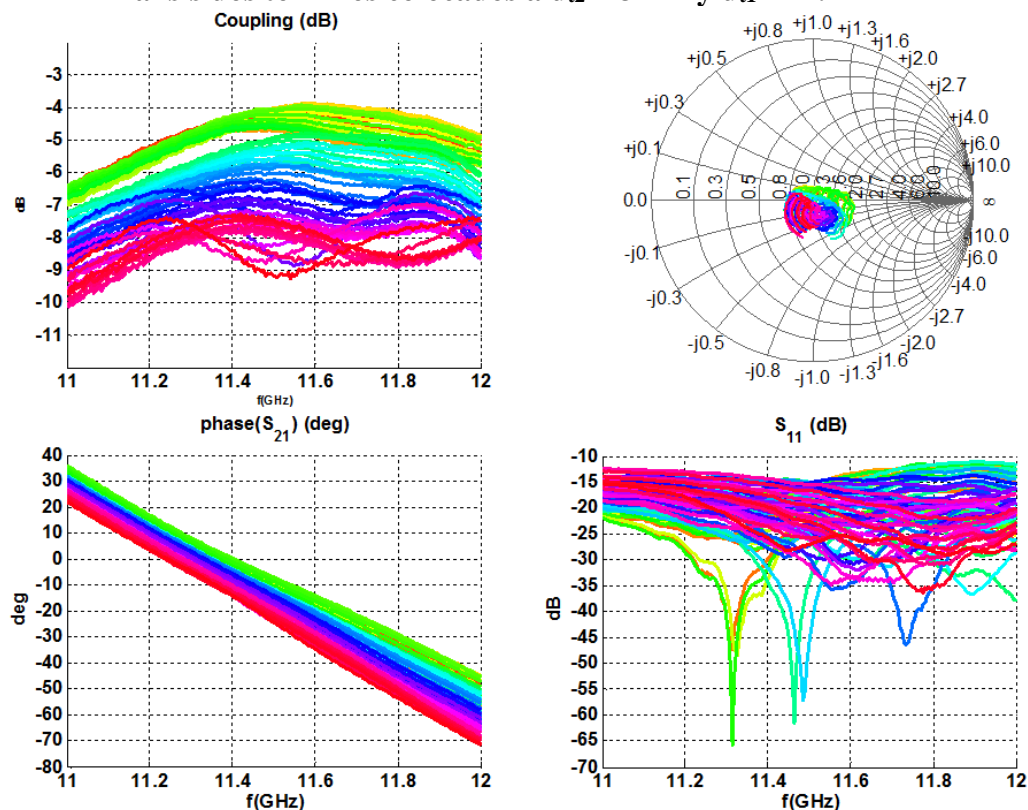
En la fase previa de este apartado, en las simulaciones realizadas en CST, se observó que este tornillo central colocado en el mismo lado que la ranura ofrecía unas variaciones muy abruptas en el nivel de acoplo radiado en función de la penetración del tornillo. En concreto, una introducción del tornillo de, tan sólo 4 mm, reducía el nivel de acoplo nominal del elemento desde los -5.5 dBs hasta los -45 dBs.

Al medir la estructura, vuelta a vuelta de tornillo, se observa que estas variaciones abruptas no se observan, sino que hay una variación entre -3.5 dB y -8 dB a la frecuencia de trabajo. En términos de adaptación, la razón por la que este tornillo, por sí sólo, funciona muy bien es que, para penetraciones pequeñas del mismo la impedancia de entrada de la estructura se mantiene muy estable. Este efecto desemboca en que el nivel de adaptación seguirá por debajo de -10 dB en casi todo el rango físico que ofrece el tornillo. En este caso, por ejemplo, el tornillo se ha introducido hasta la cara lateral contraria desde donde se encuentra situado lo cual da más margen de trabajo, al contrario que ocurre al colocar dos tornillos.

Por último, la variación de fase está en torno a 20°. No se han realizado comentarios destacables anteriormente en cuanto al acoplo en fase, pero niveles de desfase tan reducidos no permitirán realizar un desapuntamiento del haz principal de un posible array futuro. Por contra, el hecho de no tener niveles de desfase destacables permitirá modificar la forma del diagrama de radiación del array (cambiando la amplitud radiada por cada elemento del mismo) sin que ello apenas afecte a su dirección de máximo apuntamiento.

En resumen, a pesar de los resultados ofrecidos por simulación parece que la penetración del tornillo central colocado en el mismo lado que la ranura no tiene un nivel de sensibilidad tan extremo. Aunque para la ranura colocada en el centro de la guía de onda este tornillo no ofrece buenas prestaciones, sí lo hace para la ranura resonante colocada en el borde de la guía. Por lo tanto, se considera un acierto haberlo incluido en el prototipo experimental.

- **Análisis dos tornillos colocados a  $d_{t2} = 3\text{mm}$  y  $d_{t1} = -4.2\text{mm}$**



**Figura 4.20 Ranura en el borde midiendo la combinación de dos tornillos**

Teóricamente, en esta configuración se deberían de dar los mejores resultados puesto que, toda la configuración diseñada se ha realizado en torno a esta ranura.

En términos de acoplo se cumple lo dicho anteriormente. El rango de acoplo es el más alto encontrándose entre -3 y -9 dB a la frecuencia de trabajo. En este caso se produce el efecto contrario ya que a medida que se introducen los tornillos el acoplo va disminuyendo. Esto concuerda con lo visto anteriormente y con las suposiciones teóricas previas a este proyecto ya que, en este caso, las líneas de densidad de corriente se va acercando a la ranura a medida que se introduce el tornillo.

En términos de adaptación, esta configuración cumple con lo establecido puesto que se encuentra por debajo de -15 dB en caso toda la banda de trabajo. Incluso, se pueden apreciar configuraciones que ofrecen una respuesta resonante. En cuanto a la fase del parámetro de transmisión ( $S_{21}$ ) se sigue mantenido un rango de desfase de unos 20°.

### 4.3 Conclusiones de las medidas del elemento unitario

Los resultados obtenidos para la ranura colocada en el borde se corresponden con los teóricos, los efectos de los tornillos también han sido los esperados dado que la estructura ha sido optimizada para esta ranura.

En el caso de las otras ranuras los efectos no han sido tan efectivos como en el caso de la ranura en el borde, esto puede deberse a que, para esa posición de las ranuras los tornillos deben ir colocados en otras posiciones, aun así los resultados siguen concordando con la teoría desarrollada en torno a la línea de densidad de corriente. La siguiente tabla resumen muestra los resultados obtenidos para las medidas

Ranura	Medidas	S31(dB)			S21 Fase (°)		
		Valor máximo (dB)	Valor mínimo (dB)	Rango de acoplo (dB)	Valor máximo (°)	Valor mínimo (°)	Rango De fase (°)
Borde	Tornillo central	-3.69	-8.06	4.36	-2.50	-21.67	19.17
	Dos tornillos	-4.00	-9.18	5.18	-7.12	-24.47	17.35
$d_r = 6\text{mm}$	Tornillo central	-5.61	-10.07	4.4164	-5.38	-20.50	-15.12
	Dos tornillos	-6.03	-7.70	1.67	-8.17	-23.20	15.03
centro	Tornillo central	-9.2515	-10.76	1.51	-6.67	-16.39	9.72
	Dos tornillos	-9.08	-11.50	2.42	-5.77	-21.22	15.45

**Tabla 4.1 Resumen de las medidas obtenidas con las diferentes ranuras y las diferentes combinaciones de tornillos**

Queda comprobado por tanto, que los tornillos colocados como elementos de sintonía de la estructura, colocados en posiciones determinadas previamente estudiadas, producen

efectos notorios en la estructura desarrollada. Esto conlleva un gran avance a la hora de realizar array puesto que permite modificar ciertas características según las prestaciones deseadas. Esto se verá más reflejado cuando se realice el array final.

Con las tres ranuras, se consigue obtener un rango más amplio de acoplo que con una sola, esto será uno de los puntos de partida a la hora de realizar el array como se verá más adelante.

Por tanto, se puede concluir que las medidas realizadas concuerdan con la parte simulada anteriormente y, por tanto, se puede pasar a realizar el array final de este proyecto.

## **5 Diseño del array lineal**





## **5.1 Introducción**

El objetivo de este apartado es diseñar un Array lineal que, con una configuración determinada de las posiciones de los tornillos de sintonía, consiga modificar las propiedades de la antena pertinente y, de esta forma, mostrar la utilidad de los tornillos de sintonía propuestos sobre un prototipo de alta ganancia.

En este caso, se pretende obtener una modificación del nivel de acoplo de la antena completa para poder utilizarla en diferentes aplicaciones. Los niveles de acoplo que se obtengan de ir modificando la posición de los diferentes tornillos de sintonía va a determinar las diferentes aplicaciones para las cuales esta antena pueda ser realmente útil, en términos de diagrama de radiación.

En un principio, esta idea surge de la necesidad de realizar una antena que podría denominarse genérica, no diseñada para ninguna aplicación en concreto sino que, con los tornillos de sintonía pudiesen modificarse los parámetros de radiación de la antena (nivel de lóbulos secundarios, ganancia, dirección de apuntamiento...). De tal manera que, según unos requerimientos determinados, la antena podría reajustarse mediante la penetración de los tornillos dentro de la estructura.

Ya que este objetivo puede ser demasiado ambicioso, otro de los objetivos a tener en cuenta, es la posibilidad de realizar un ajuste fino de la antena en cuestión. Con ello se conseguiría solventar los posibles problemas derivados de errores de fabricación o la reducción del nivel acoplo mutuo entre los elementos. Este objetivo, a priori, es más accesible debido a los resultados obtenidos en el apartado anterior. Al estar trabajando con ranuras longitudinales que conllevan menor rango de acoplo, un ajuste fino será más fácil de conseguir.

En los siguientes apartados se estudiará, al igual que ocurrió en el elemento unitario todos los pasos que han sido necesarios a la hora de realizar este array lineal.

## **5.2 Consideraciones del diseño del array**

El diseño de un array lineal se ha hecho buscando la mejora del segundo objetivo visto en el punto anterior, es decir, buscar un ajuste fino de la estructura. Para ello es necesario conocer el número de elementos con los que trabajar.

La idea inicial es partir de una distribución uniforme en la cual todos los coeficientes de alimentación son iguales en la amplitud. En el caso particular que se va a estudiar, en el que se van a diseñar arrays de onda progresiva (es decir, alimentación tipo serie) cada uno de los elementos del array se alimenta por la misma guía de onda. Así, cada uno de los elementos radiantes debe acoplar una cantidad de la potencia que le llegue y pasar la restante al siguiente elemento del array. Por este motivo, para conseguir esa distribución uniforme cada elemento del array debe dar un nivel de acoplo determinado por la siguiente fórmula [4].

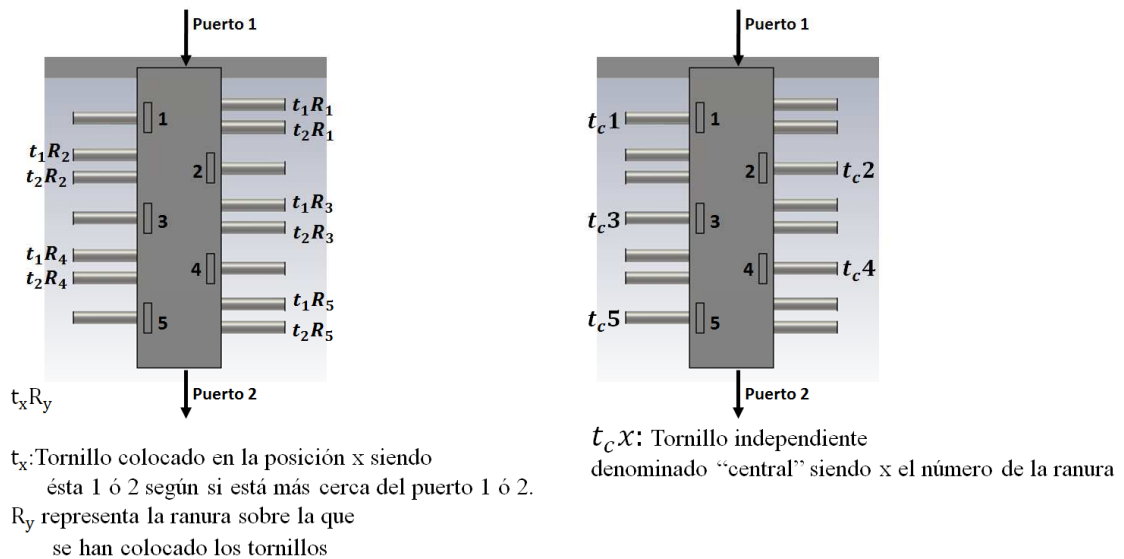
$$|S_k| = \frac{P_{\text{rad},k}}{P_{\text{in},k}} = \frac{F_k^2(x_k)}{\frac{\sum_{i=1}^M F_i^2(x_i)}{1-t} - \sum_{i=1}^{k-1} F_i^2(x_i)}$$

**Figura 5.1 Ecuación para el nivel de acoplo de cada elemento de un array**

$S_k$  representa el coeficiente de acoplo de cada elemento  $k$  siendo  $M$  el número total de elementos del Array.  $F_k$  son los coeficientes de alimentación que, en este caso, ya se ha determinado que sea 1 para todos los elementos (uniforme). Tal y cómo se ha comentado, el nivel de acoplo de cada elemento depende, aparte de estos parámetros, de la cantidad de señal acoplada por los elementos anteriores.

El parámetro  $t$  representa el porcentaje de señal que se desaprovecha de la antena. Cuanto más bajo sea este parámetro mayor cantidad de señal será radiada por la antena puesto que, un  $t=0.1$  representaría un 10% de desaprovechamiento de la potencia de la antena. En este proyecto fin de carrera, el objetivo no es diseñar una antena de alta eficiencia sino comprobar el efecto que tienen los tornillos de sintonía colocados en las diferentes posiciones ya estudiadas. Por ello no se ha decidido imponer un nivel de desaprovechamiento de potencia determinado. El mismo se encontrará en torno a un 20 o a un 10% en la mayor parte de los diseños presentados.

El número de ranuras es un parámetro determinante ya que, cuanto mayor número de elementos tenga la antena, el diseño de la misma tendrá más complicaciones. La colocación de los tornillos será la misma que la diseñada en el elemento unitario. Dada la separación existente entre elementos en los diseños presentados en este apartado, no ha habido ningún problema a la hora de colocar los tornillos en las diferentes posiciones. En la siguiente imagen se pueden observar las posiciones de los tornillos así como el nombre que se ha dado a cada uno de ellos para facilitar la comprensión de esta memoria.

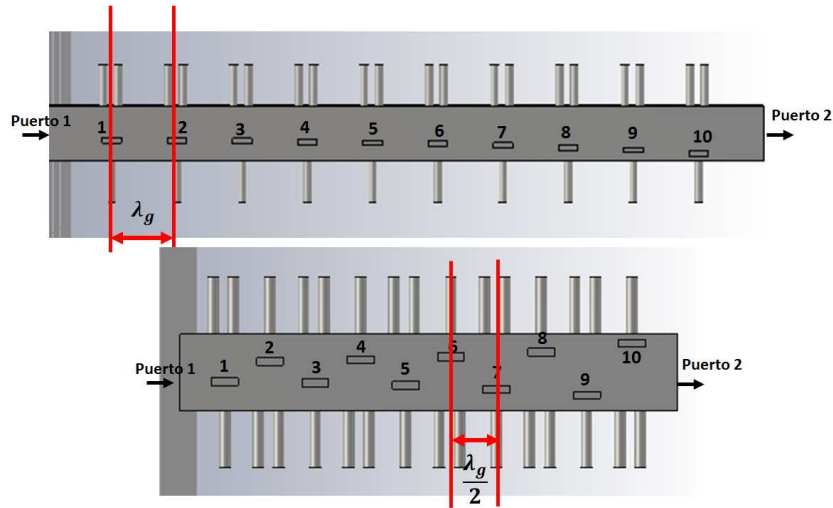


**Figura 5.2 Esquema representativo de las ranuras y los tornillos del array**

En el caso de aumentar el número de ranuras colocadas sobre la guía de onda se seguirá la misma nomenclatura que en este caso. En cada uno de los estudios se han analizados por

separado los dos grupos de tornillos, por un lado el efecto que tenían los tornillos 1 y 2, y por otro, el tornillo central colocado en la cara opuesta.

### 5.3 Diseño del array inicial



**Figura 5.3 Representación del array de 10 elementos con las diferentes posiciones de las ranuras y los tornillos**

Se ha determinado colocar 10 elementos radiantes, de tal forma que radien con amplitud y fase iguales. Aunque la intención es no diseñar un array demasiado complejo, la ranuras longitudinales no ofrecen un nivel de acoplo demasiado elevado por sí solas. Por ello, para diseñar un array con niveles aceptables de acoplo de señal ha sido necesario aumentar el número de elementos.

El paso siguiente antes de simular la estructura es determinar la distancia entre los elementos. Si se elige distanciar los elementos en línea  $\lambda_g$ , el desfase entre elementos será, idealmente, nulo por lo que la dirección de máximo apuntamiento del diagrama de radiación será la dirección de broadside. En cambio, la reflexión de cada elemento se sumará al siguiente dando a la antena completa una reflexión mucho más elevada.

Si se colocan los elementos de manera contrapeada a una distancia  $\lambda_g$ , la estructura tendrá un desfase de  $180^\circ$  lo que provocará un nulo en la dirección de broadside pero mejora la adaptación. En el caso de disminuir la distancia entre elementos en línea  $0.5\lambda_g$ , también se obtendría un desfase de  $180^\circ$  entre elementos.

Teniendo en cuenta estos casos se decidió colocar los elementos a  $0.5\lambda_g$  de manera contrapeada para compensar los desfases existentes. En esta situación existe un desfase de  $180^\circ$  entre elementos contiguos debido a su posicionamiento en la guía de alimentación. Sin embargo, al estar contrapeados, se introducirá un desfase adicional de otros  $180^\circ$  que proporcionará una alimentación equifase a los elementos radiantes. Esta situación es análoga a colocarlos a una distancia  $\lambda_g$ , en la que obtenemos un haz principal en la dirección de broadside, pero reduciendo el margen visible lo cual, a su vez, reducirá el nivel del lóbulo réplica (grating lobe). Los resultados obtenidos se presentan a continuación.

A continuación se ha determinado el nivel de acoplo que debe tener cada elemento para conseguir una distribución uniforme. En un principio se determinó el nivel de acoplo de cada

elemento, con una pérdida de potencia del 15%, para conseguir dicha distribución en amplitud utilizando la fórmula de la Figura 5.1.

Ranura	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Acoplo (dB)	-10.7	-10.32	-9.9	-9.42	-8.90	-8.30	-7.61	-6.70	-5.75	-4.41

**Tabla 5.1 Nivel de acoplo para cada ranura teniendo una pérdida de potencia del 15%**

Se ha descartado esta configuración debido a que, para perder un 15% de la potencia sería necesario que la última ranura (la más cercana al puerto de salida) tuviese un acoplo de -4.41dB lo cual es imposible de obtener porque, como se vio en el apartado 3.3, el máximo acoplo que daba la ranura era de -5.5dB.

Al tener la ventaja de poder colocar la ranura a lo ancho de la cara superior de la guía de onda, el siguiente paso para poder diseñar el array es determinar qué niveles de acoplo puede tener la ranura en cada posición para determinar así cuanta potencia es necesario desperdiciar para conseguir esos niveles.

Este estudio ya se realizó en el apartado 3.3.3 Los resultados se pueden observar en la siguiente tabla que muestra los valores de acoplo de la ranura resonante (S31) en función de cada posición, siendo  $x_s$  el desplazamiento de la ranura respecto del centro ( $x_s=0\text{mm}$ ).

$x_s$ (mm)	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
S <sub>31</sub> (dB)	-35.3	-20.8	-15	-11.9	-10.01	-8.9	-8.1	-7.37	-6.6	-5.9	-5.44

**Tabla 5.2 Posiciones de la ranura y acoplo para cada una de ellas**

Es necesario aumentar la potencia desperdiciada para poder realizar el diseño con 10 ranuras. Se aumentó al 20%, lo cual es un parámetro bastante alto pero, el objetivo del proyecto no es realizar la antena más eficiente sino probar el efecto que tienen los elementos de sintonía.

Realizando una distribución uniforme de 10 elementos con una pérdida de potencia del 20%, en la siguiente tabla se encuentra los valores de acoplo que debería de tener cada elemento radiante así como la posición en la que se debe encontrar para poder conseguirlo.

Ranura	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Acoplo (dB)	-10.96	-10.61	-10.21	-9.78	-9.3	-8.75	-8.13	-7.40	-6.53	-5.44
$x_s$ (mm)	3.43	3.63	3.88	4.21	4.63	5.21	5.98	6.95	8.11	10

**Tabla 5.3 Posición de las diferentes ranuras para obtener un acoplo determinado**

Una vez determinada la posición y el nivel de acoplo de cada ranura, se han colocado en la estructura y se ha realizado una primera simulación sin introducir ningún tornillo para observar los resultados que el array da por sí solo. A partir de ahí se trabajarán las posiciones de los diferentes tornillos para determinar si se pueden modificar los niveles de acoplo de cada elemento y, en consecuencia, las propiedades de la antena completa.

### 5.3.1 Array de 10 elementos colocados en línea ( $\lambda_g$ )

En primer lugar, se presentan los resultados simulados con CST Microwave Studio de una antena de 10 ranuras longitudinales colocadas a una distancia  $\lambda_g$ . Este es un estudio preliminar del comportamiento del array por lo que los tornillos de sintonía no han sido utilizados aún.

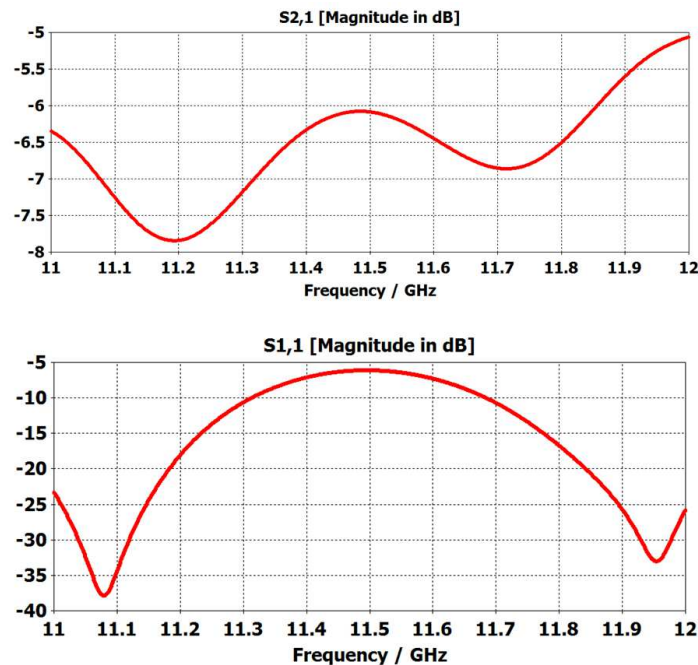


Figura 5.4 Parámetros S del array lineal de 10 elementos con los elementos colocados en línea a una distancia de  $\lambda_g$

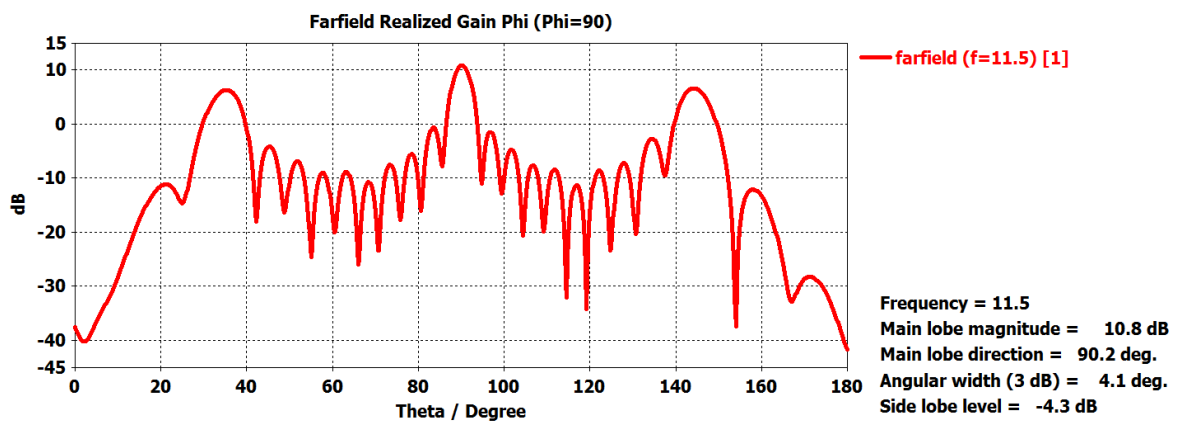


Figura 5.5 Radiación del array lineal de 10 elementos colocados en línea a una distancia de  $\lambda_g$

El hecho de que las ranuras están separadas  $\lambda_g$  implica que no exista desfase entre los elementos pero la reflexión, como se ve en la imagen anterior, es demasiado elevada.

Como los elementos se encuentran en fase, la dirección de máximo apuntamiento es la dirección de broadside que, durante todo el apartado 5 de este documento se corresponderá en los diagramas de radiación con la dirección angular  $\Theta = 90^\circ$ . Sin embargo, el amplio margen visible establecido genera dos réplicas del lóbulo principal, o grating lobes, en el diagrama de radiación.

### 5.3.2 Array de 10 elementos contrapeados ( $\lambda_g/2$ )

En ánimo de reducir el margen visible de la antenna anterior y, por tanto el grating lobe, se propone un diseño con los elementos contrapeados a una distancia  $\lambda_g/2$ .

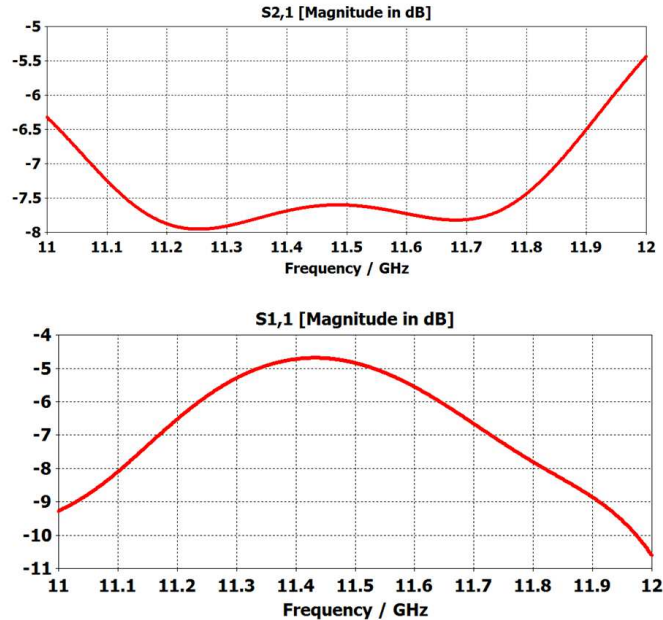


Figura 5.6 Parámetros S del array lineal de 10 elementos contrapeados a una distancia de  $0.5\lambda_g$

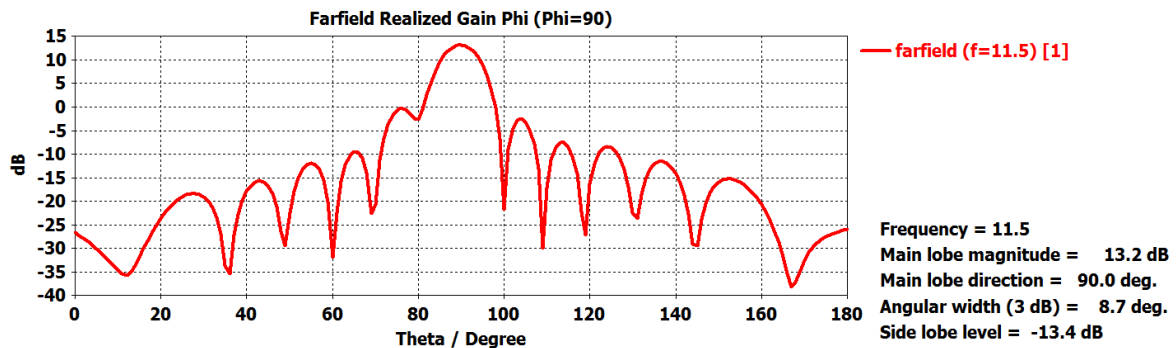


Figura 5.7 Radiación del array lineal de 10 elementos contrapeados a una distancia de  $0.5\lambda_g$

Al tener las ranuras contrapeadas y una separación entre elementos de  $0.5 \lambda_g$ , el desfase que provoca cada una de las situaciones se ve compensado. Al compensar la fase y disminuir la distancia entre elementos, se ha eliminado el Grating Lobe de la estructura.

En general la estructura ha mejorado pero los niveles de adaptación a la entrada siguen siendo inaceptables. Por ello, se decidió hacer un estudio de diferentes distancias entre elementos, desde  $0.5 \lambda_g$  hasta  $\lambda_g$ . Se determinó elegir una distancia entre elementos de  $0.75 \lambda_g$  con el fin de mejorar el nivel de adaptación de la estructura.

### 5.3.3 Array de 10 elementos colocados en línea ( $0.75\lambda_g$ )

Colocando los elementos en línea a una distancia de  $0.75\lambda_g$  se obtienen los siguientes resultados.

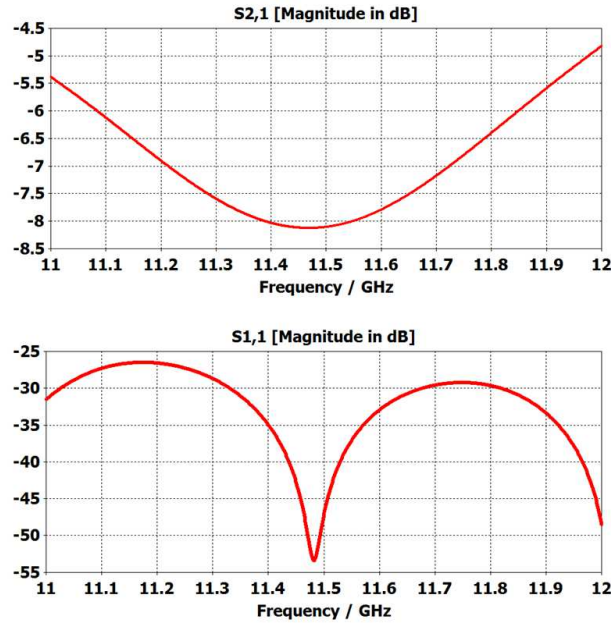


Figura 5.8 Parámetros S de un array de 10 elementos con una separación de  $0.75 \lambda_g$  entre elementos.

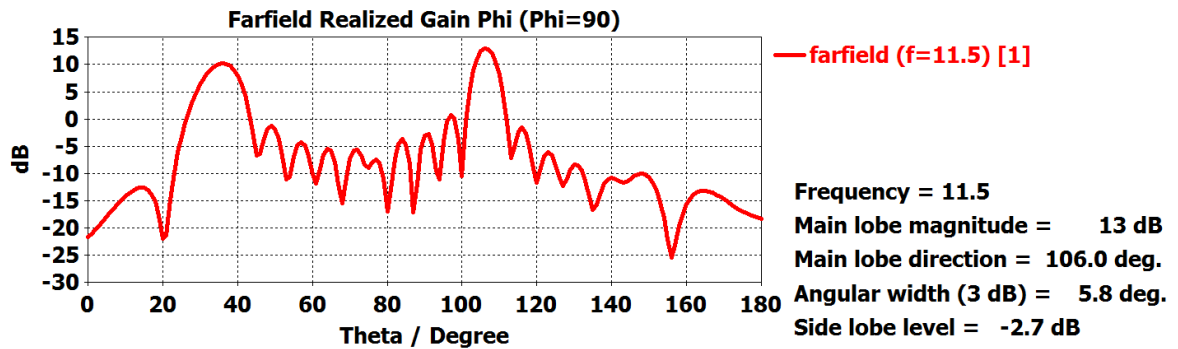


Figura 5.9 Radiación del array de 10 elementos con una distancia de  $0.75 \lambda_g$  en línea entre elementos

Al modificar la separación entre elementos, la reflexión ha mejorado con respecto al caso anterior teniendo una resonancia a la frecuencia de trabajo. Además toda la banda de frecuencias se encuentra por debajo de -25 dB, lo cual mejora considerablemente el nivel de adaptación la estructura completa.

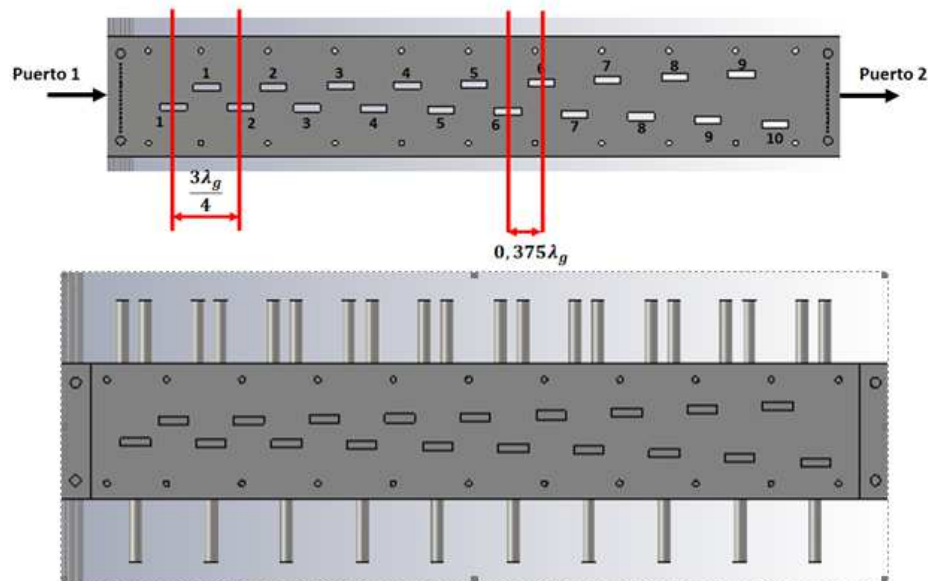
Sin embargo, en términos de radiación, ha vuelto a surgir el grating lobe debido al nuevo aumento del margen visible de la antenna. Además, la nueva distancia entre elementos implementada genera un desfase progresivo entre los mismos, lo que se traduce en un desapuntamiento del haz principal de unos 16 grados ( $\Theta = 106^\circ$ ) respecto a la dirección de broadside ( $\Theta = 90^\circ$ ).

Así, dado que el efecto de posicionamiento de las ranuras no podía ser estudiado en el diseño del elemento unitario y puede ser determinante, se pretende analizar el efecto de los tornillos de sintonía sobre dos arrays diferentes (tanto en simulación como experimentalmente): uno en el que todos los elementos estén en línea y otro en el que los

elementos estén contrapeados. Con el propósito de utilizar el mismo prototipo en guía de onda metálica para alimentar ambas estructuras (los detalles de fabricación y medida de prototipos del array se detallan en el apartado 6) se propone estudiar el efecto de los tornillos de sintonía tanto sobre un array de 10 elementos en línea a una distancia  $0.75\lambda_g$  como sobre un array con el doble de elementos radiantes contrapeados y la mitad de distancia entre los mismos ( $0.375\lambda_g$ ). Esta última estructura asegurará, según los estudios realizados, un nivel de adaptación similar y un nivel de lóbulo réplica más reducido. Además, estas dos configuraciones mantienen las mismas dimensiones totales y, por lo tanto, pueden ser alimentadas utilizando un mismo dispositivo en guía de onda.

#### 5.3.4 Array de 19 elementos contrapeados ( $0.375\lambda_g$ )

En el apartado anterior se ha visto cómo colocar ranuras contrapeadas genera un desfase adicional  $180^\circ$  pero permite acercar los elementos radiantes para así reducir el margen visible y, por tanto, el grating lobe. En este apartado se ha querido estudiar el efecto que tendría añadir más ranuras a la estructura sin aumentar el tamaño de la misma. De esta manera se han colocado 19 ranuras contrapeadas de tal manera que, se ha partido del diseño de 10 ranuras en línea separadas  $0.75\lambda_g$ , y después se han ido colocando las mismas ranuras contrapeando las ya existentes como muestra la figura siguiente.



**Figura 5.10 Esquema del array de 19 elementos**

La antena diseñada es más grande de lo que se esperaba un principio, por lo que se decidió que los flanges que se tendrán que diseñar más adelante para poder medir la estructura perteneciesen a la estructura como tal, de tal manera que no hubiese que agrandar más de lo necesario la misma. Por este motivo existen 19 ranuras y no 20 ranuras, puesto que la última quedaría en la zona del flange.

Con esta configuración, se ha simulado la estructura para saber el punto de partida a partir del cual introducir los tornillos para disminuir los lóbulos secundarios.



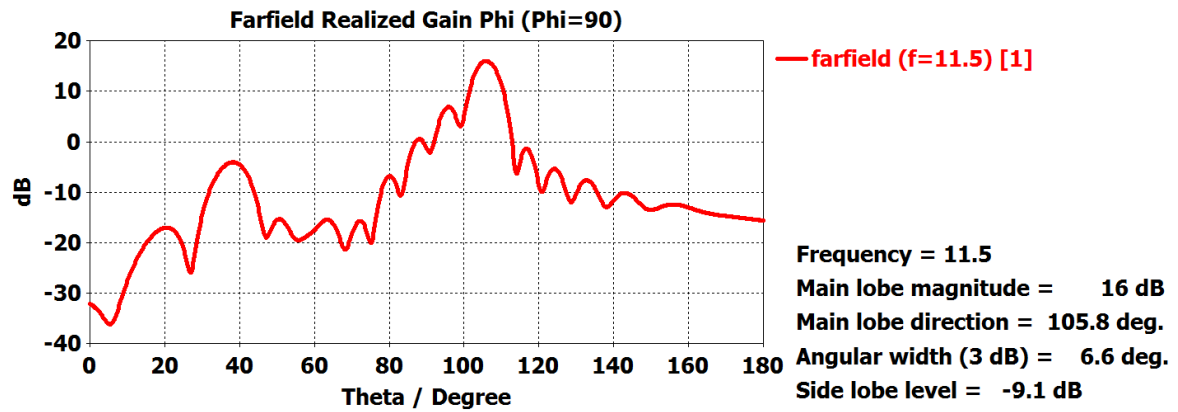


Figura 5.11 Radiación del array de 19 elementos sin introducir tornillos de sintonía

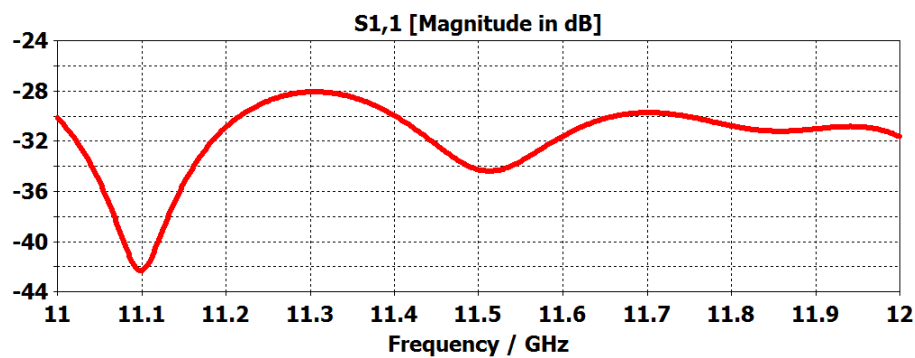


Figura 5.12 Nivel de adaptación de un array de 19 elementos

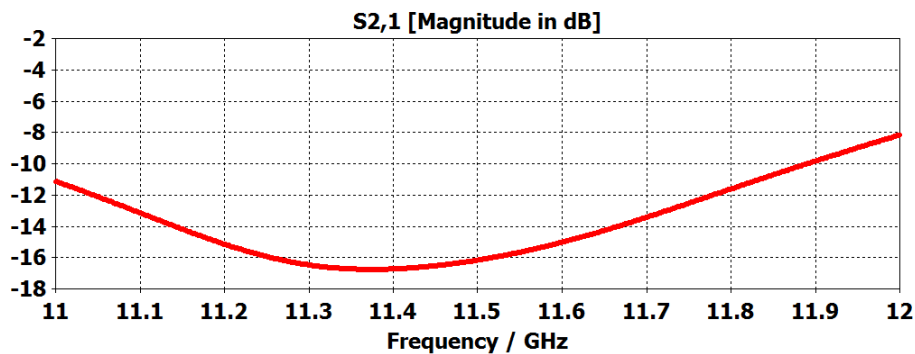


Figura 5.13 Nivel de transmisión de un array de 19 elementos

Con esta configuración se ha conseguido reducir considerablemente el grating lobe (el cual daría lugar a una pérdida de ganancia del haz principal de la estructura) pero también se ha desplazado el diagrama de radiación, lo cual concuerda con lo explicado anteriormente. La desventaja que se puede observar es que los lóbulos secundarios son demasiado altos, esto se intentará compensar con los tornillos de sintonía.

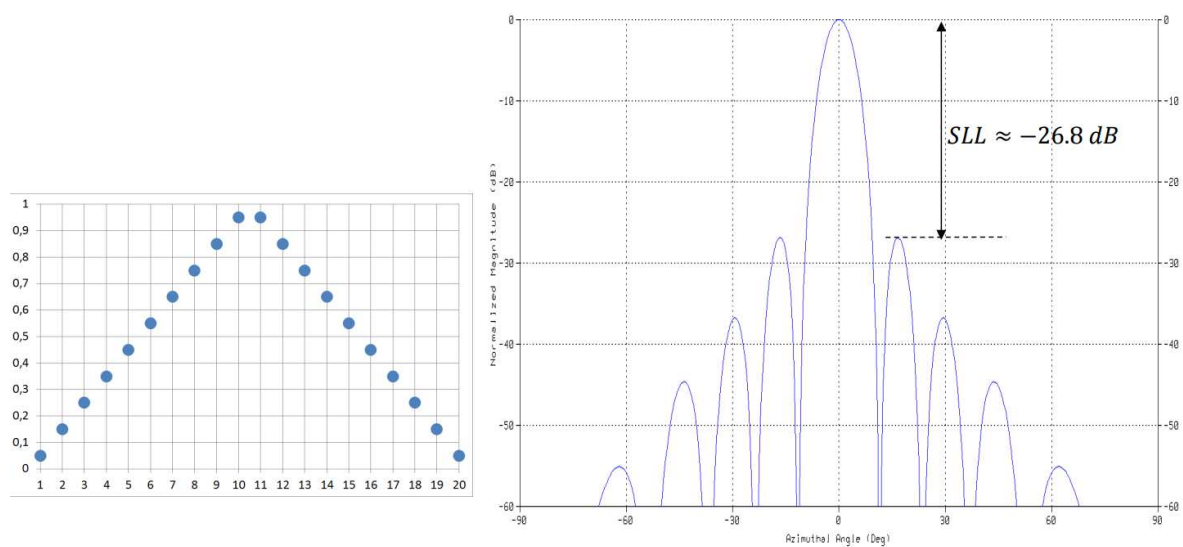
#### 5.4 Diseño del array con tornillos de sintonía

Tal y cómo se comentó en el apartado anterior se probarán los efectos de los tornillos de sintonía sobre dos agrupaciones de elementos diferentes:

- Un array de 19 elementos contrapeados a una distancia de  $0.375\lambda_g$
- Un array de 10 elementos colocados en línea a una distancia de  $0.75\lambda_g$

Según los resultados obtenidos para el elemento unitario, presentados en el apartado 3 de este documento, en los que se muestra un cierto rango de acoplo en amplitud se espera poder modificar el nivel de lóbulos secundarios de los diagramas de radiación iniciales presentados en los apartados 5.3.3 y 5.3.4, respectivamente. Debido al pequeño rango de fase obtenido no se espera poder conseguir la dirección de máximo apuntamiento de los mismos.

Para conseguir este efecto de reducción de lóbulos secundarios, lo que se hace es disminuir progresivamente el coeficiente de acoplo en amplitud de los elementos colocados en hacia los extremos del array. Ello conllevará que el haz principal se ensanche con la consecuente caída de ganancia



**Figura 5.14 Ley de alimentación del array y diagrama de radiación**

Así, de nuevo se calcula el acoplo que debe tener cada ranura para obtener una nueva distribución que, teóricamente, bajará el nivel de lóbulos secundarios propios de la alimentación uniforme (-13.46 dBs) a un nivel de -20 dBs. En la siguiente tabla se muestra el acoplo que debe tener cada ranura así como la cantidad de tornillo (en milímetros) que debe introducirse para conseguir ese nivel de acoplo. En la tabla adjunta se sigue la misma nomenclatura que la vista en la Figura 5.2.

	Acoplo (dB)	Penetración de los tornillos (mm)
--	-------------	-----------------------------------

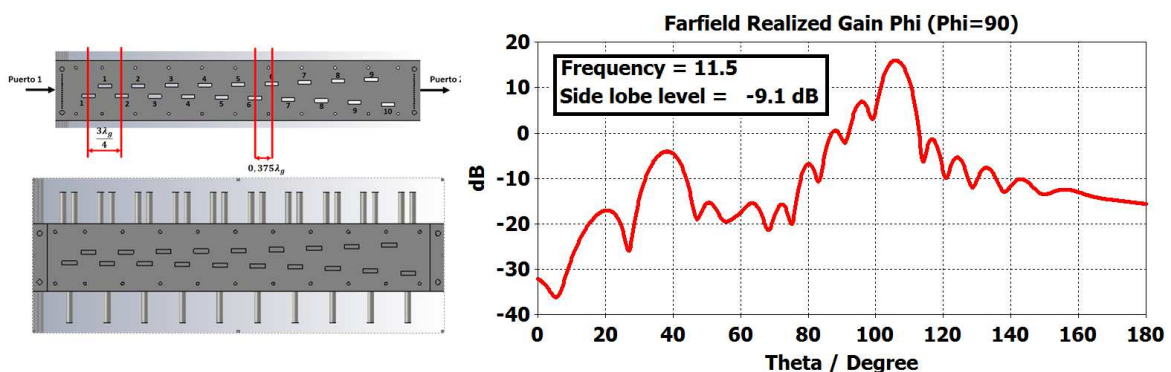
Ranura (x)	Teórico	Tornillo central	Dos tornillos	$t_cR$	$t_1Rx$	$t_2Rx$
1	-12.49	-12.53	-12.49	7.875	0	13.85
2	-11.12	-12.15	-11.14	8	15	0
3	-9.85	-9.86	-10.24	0.875	2	0
4	-9.38	-9.35	-9.32	1.05	10	5
5	-8.85	-8.85	-9.08	1.05	3	3.85
6	-8.24	-8.27	-8.31	1.05	15	0
7	-7.53	-7.60	-7.63	1.05	15	0
8	-6.69	-6.66	-6.93	1.4	15	5
9	-6.56	-6.62	-6.54	2.35	10	0.35
10	-6.50	-6.49	-6.39	13.925	8	5

**Tabla 5.4 Relación de acoplo con la posición de los tornillos necesaria para conseguirlo**

De esta forma, en los sucesivos apartados, se estudiará el caso de introducir únicamente el denominado “tornillo central” en cada uno de los elementos así como la combinación de los dos tornillos colocados en la cara opuesta al central (que se denotará como “dos tornillos” a partir de este punto). La configuración de partida, es decir, en la que no se introducen los tornillos será denominada como “sin tornillos” o como “situación\_inicial” a lo largo de los siguientes apartados.

#### 5.4.1 Array de 19 elementos contrapeados ( $0.375\lambda_g$ ) con tornillos de sintonía

En este apartado se estudia el efecto de los tornillos de sintonía sobre un array de 19 ranuras longitudinales contrapeadas posicionadas a una distancia de  $0.375\lambda_g$ . Los resultados para la configuración “sin tornillos”, que se presentaron en el apartado 5.3.4, se vuelven a mostrar en la figura siguiente.



**Figura 5.15 Situación inicial simulada en radiación junto con esquema de posicionamiento de ranuras**

#### Tornillo central

En primer lugar, se presenta la configuración en la que sólo se varía la penetración del tornillo central de cada una de las ranuras.

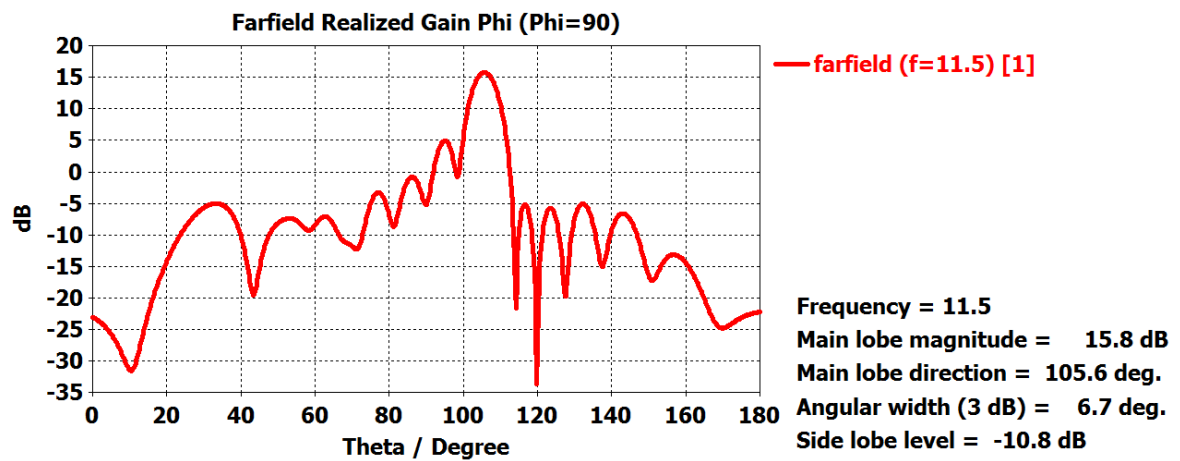


Figura 5.16 Radiación del array de 19 elementos introduciendo los tornillos centrales  $t_c R_x$

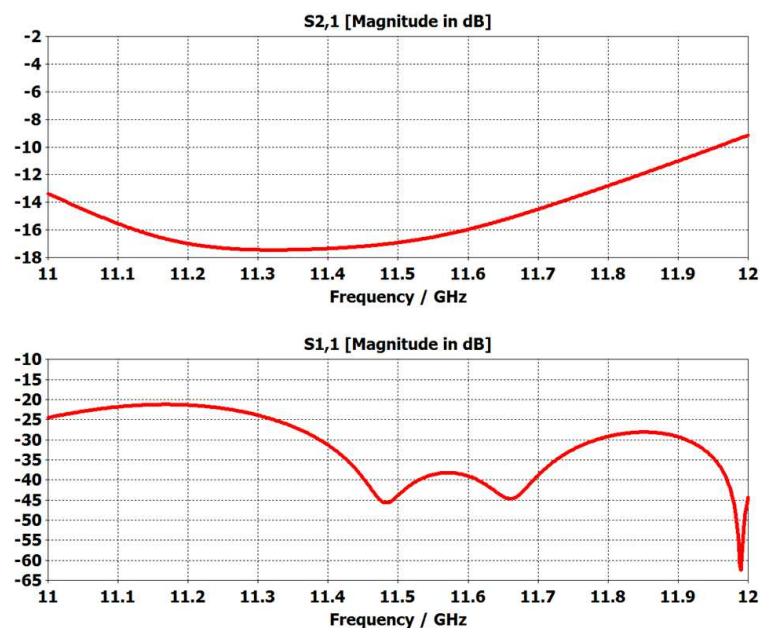


Figura 5.17 Parámetros S del array de 19 elementos introduciendo los tornillos centrales  $t_c R_x$

Colocar los tornillos en las posiciones estudiadas y con esta configuración, disminuye los lóbulos secundarios respecto al caso inicial en torno a unos 2 dBs. También la adaptación no ha empeorado dado que en toda la banda se encuentra por debajo de -20dB. Con esta configuración no se consigue modificar el apuntamiento de la antena pero sí modificar los lóbulos secundarios manteniendo un nivel de adaptación muy aceptable.

## Dos Tornillos

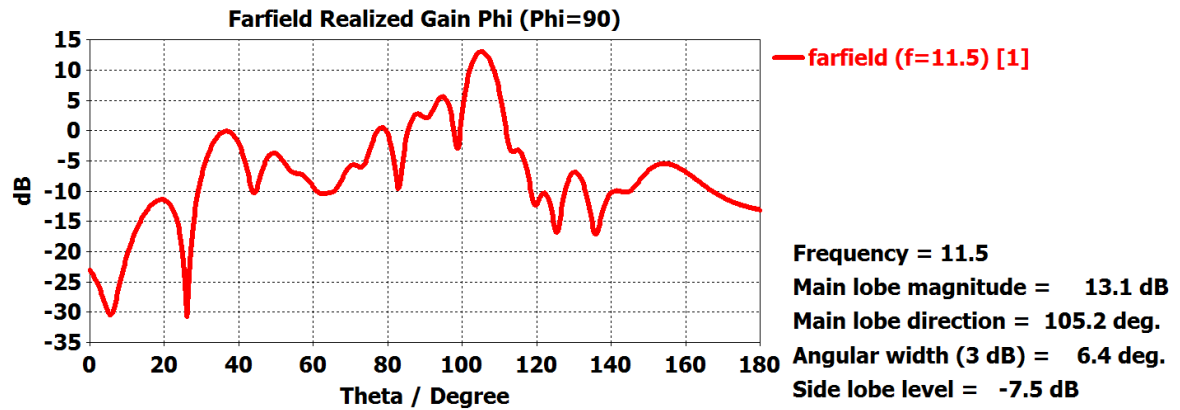


Figura 5.18 Radiación del array de 19 elementos introduciendo dos tornillos  $t_1R_x$  y  $t_2R_x$

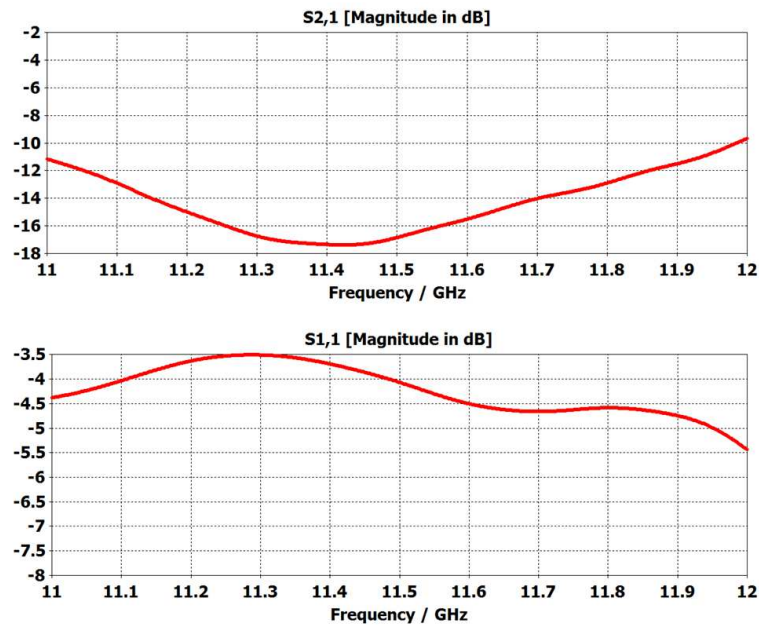


Figura 5.19 Parámetros S del array de 19 elementos introduciendo dos tornillos  $t_1R_x$  y  $t_2R_x$

A la hora de utilizar la combinación de  $t_1R_x$  y  $t_2R_x$ , con la distancia entre elementos elegida, la adaptación de la estructura decae de tal manera que en toda la banda se obtiene como máximo de -5dB de adaptación lo cual hace desestimar la estructura aunque modifique los lóbulos secundarios.

En la siguiente imagen, se encuentra reflejada la radiación de los tres casos anteriores para observar mejor los diferentes efectos.

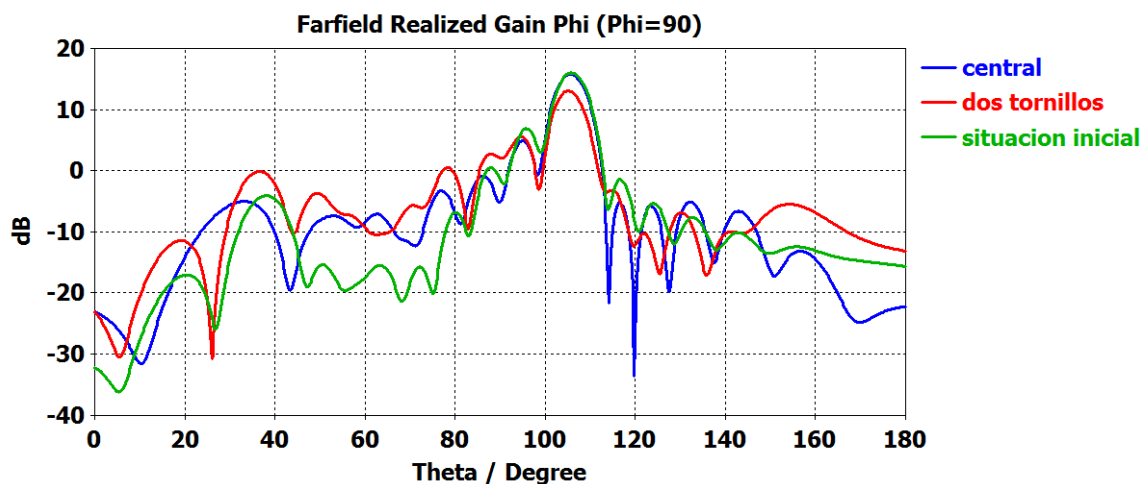


Figura 5.20 Comparación del array de 19 ranuras de las 3 situaciones: sin tornillos, con el tornillo central ( $t_c R_x$ ) y la combinación de dos tornillos ( $t_1 R_x$  y  $t_2 R_x$ )

A priori lo primero que se puede observar es que respecto de la situación inicial (la que no introduce tornillos) la ganancia de la antena disminuye cuando se introducen los dos tornillos. El motivo principal de esa caída de ganancia es la fuerte desadaptación generada para ese caso. En el caso de utilizar dos tornillos, estos deben penetrar una longitud bastante considerable dentro de la guía por lo que parece que este es la razón de dicha desadaptación. Aunque estos efectos no se apreciaron en el estudio del elemento unitario parece que la combinación de dos tornillos no será propicia para sintonizar un array completo. Por ello, a partir de este punto se descartó el uso de esta configuración. Aun con todo ello se propone un estudio más en profundidad de los mismos como un trabajo futuro.

En cuanto a la gráfica de color azul, que se corresponde con la penetración de los tornillos centrales ( $t_c R_x$ ), disminuye como se dijo antes los lóbulos secundarios aunque no en gran medida. A continuación se pasará a realizar un estudio más exhaustivo sobre las posiciones de estos tornillos para encontrar mayores efectos sobre la estructura. Partiendo de la situación inicial, donde cada tornillo tenía una posición específica, se introdujo cada uno de ellos varios mm más para ver si se conseguían efectos más llamativos. Los resultados se muestran a continuación.

#### Tornillo central: Aumento de 1mm

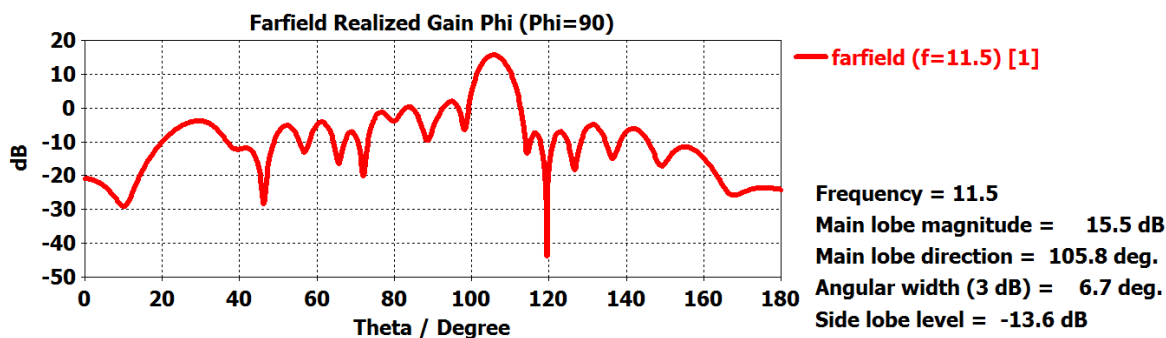
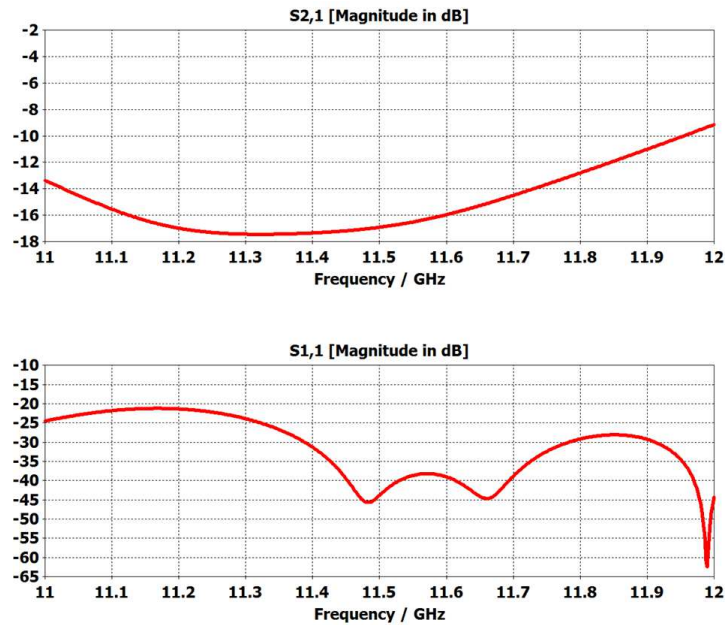


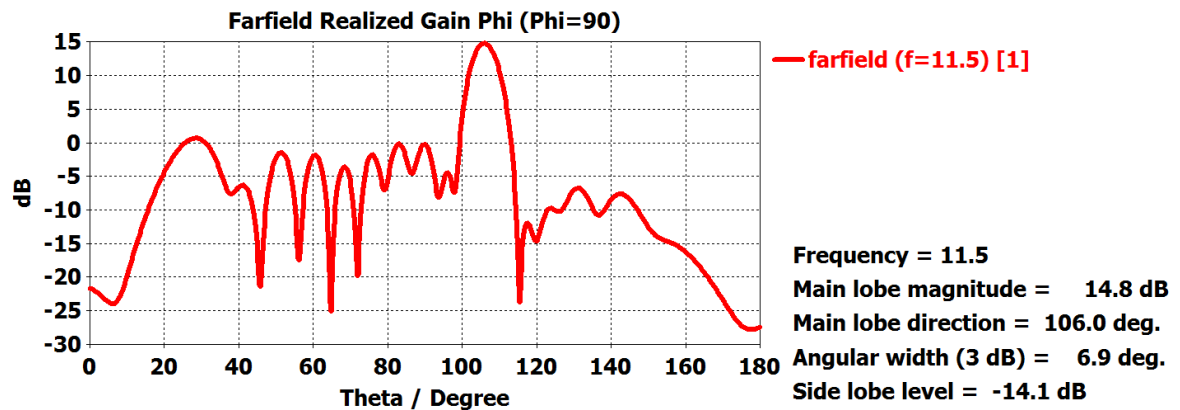
Figura 5.21 Radiación del array de 19 elementos al introducir 1mm más el tornillo central ( $t_c R_x$ )



**Figura 5.22** Parámetros S del array de 19 elementos al introducir 1mm más el tornillo central ( $t_c R_x$ )

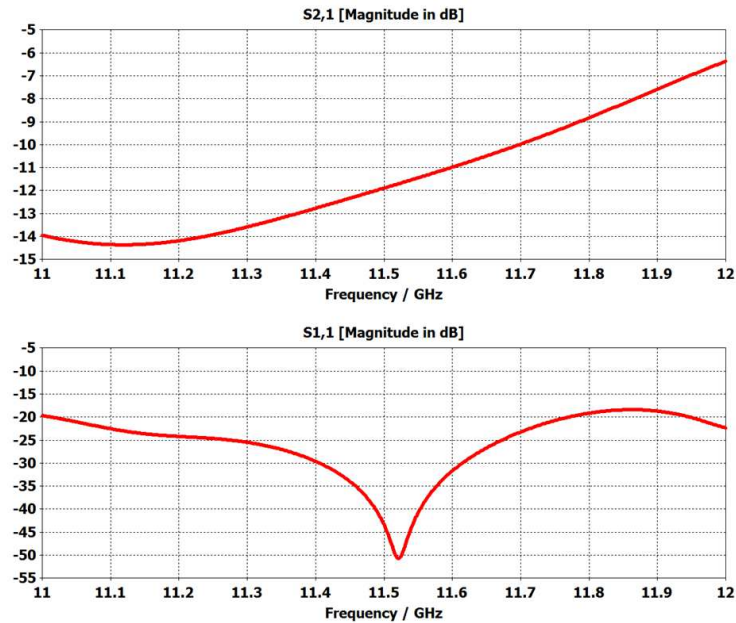
Al introducir todos los tornillos centrales 1 mm adicional se aprecia una reducción de los lóbulos secundarios del diagrama de 3 dBs. En cuanto al nivel de reflexión a la entrada de la estructura, se siguen manteniendo niveles muy aceptables en toda la banda de trabajo.

**Tornillo central: Aumento de 2mm  $t_c R_x$**



**Figura 5.23** Radiación del array de 19 elementos al introducir 2mm más el tornillo central ( $t_c R_x$ )





**Figura 5.24 Parámetros S del array de 19 elementos al introducir 2mm más el tornillo central ( $t_c R_x$ )**

Aumentar 2mm la penetración de todos los tornillos  $t_c R_x$  disminuye los lóbulos secundarios pero no estropea la adaptación sino al contrario, con esta configuración se consigue una adaptación por debajo de -20dB en toda la banda de trabajo teniendo una resonancia prácticamente a 11.5GHz. La transmisión ha disminuido respecto al primer caso aunque tiene tendencia ascendente a medida que avanza en la banda de frecuencias. Respecto al caso inicial se han conseguido dos modificaciones, por un lado mejorar la adaptación inicial y por otro disminuir los lóbulos secundarios hasta el nivel de -20 dBs buscado.

Una de las desventajas que pueden encontrarse es que, a medida que se van introduciendo los tornillos, podría considerarse el hecho de que se va formando un Grating Lobe. A priori, no se podría confirmar pero a medida que se aumente la penetración se podrá comprobar si, efectivamente, introducir los tornillos una cantidad muy extensa generaría un Grating Lobe. Por otro lado, la reducción de lóbulos secundarios conlleva la correspondiente caída de ganancia en la dirección de máximo apuntamiento desde los 16 dBs (conseguídos en la situación inicial) hasta los 14.8 dBs.

**Tornillo central: Aumento de 3mm  $t_c R_x$**



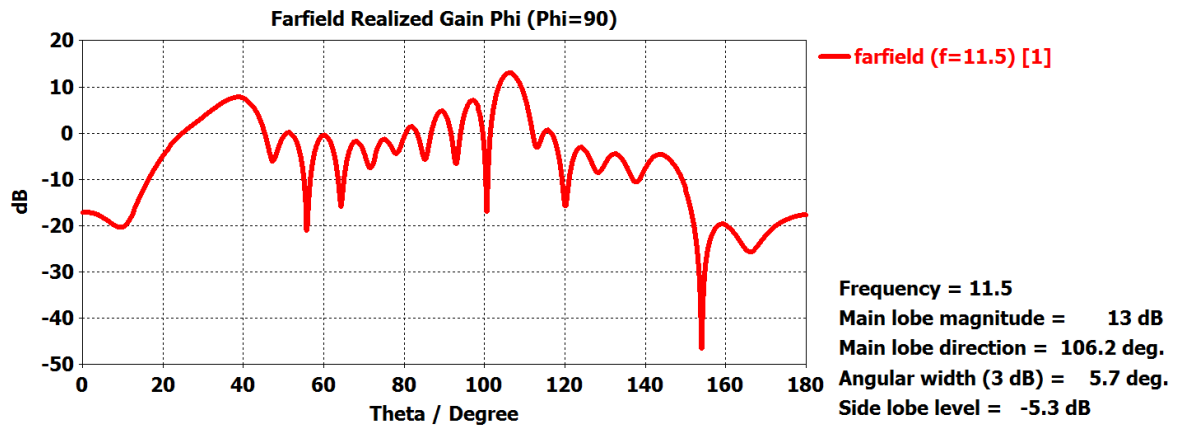


Figura 5.25 Radiación del array de 19 elementos al introducir 3mm más el tornillo central ( $t_{cR_x}$ )

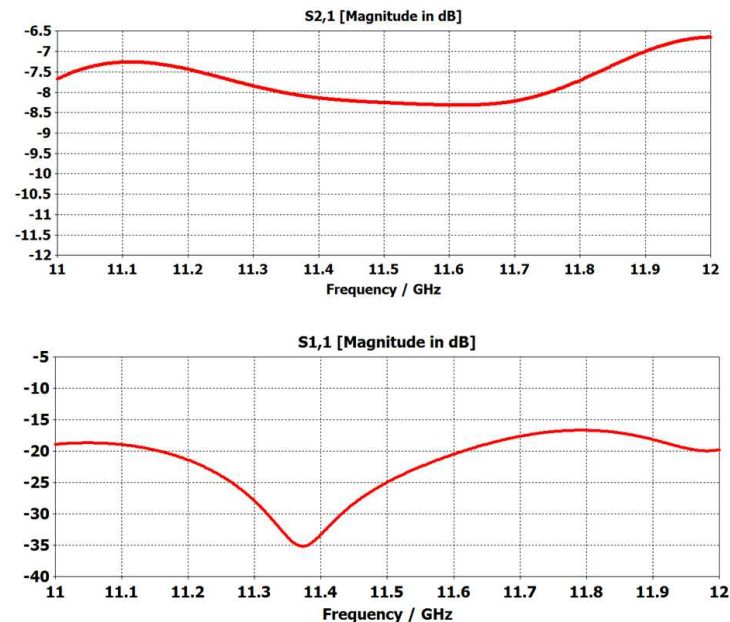


Figura 5.26 Parámetros S del array de 19 elementos al introducir 3mm más el tornillo central ( $t_{cR_x}$ )

El diagrama, en principio, no presenta una modificación respecto al caso inicial muy abrupta. Los lóbulos secundarios han vuelto a aumentar respecto del caso anterior y la resonancia en adaptación se ha visto desplazada a una frecuencia menor. La diferencia más destacable es una caída de ganancia de 3 dBs respecto a la situación inicial. Como se comentó en el caso anterior, parece que a medida que se introduzca el tornillo se podrá generar Grating Lobe.

**Tornillo central: Aumento de 4mm  $t_{cR_x}$**

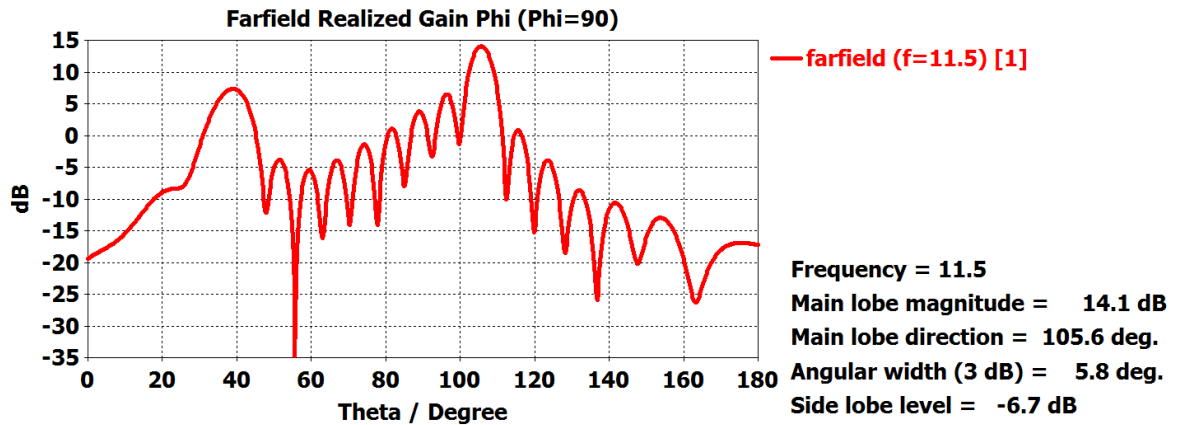


Figura 5.27 Radiación del array de 19 elementos al introducir 4mm más el tornillo central ( $t_c R_x$ )

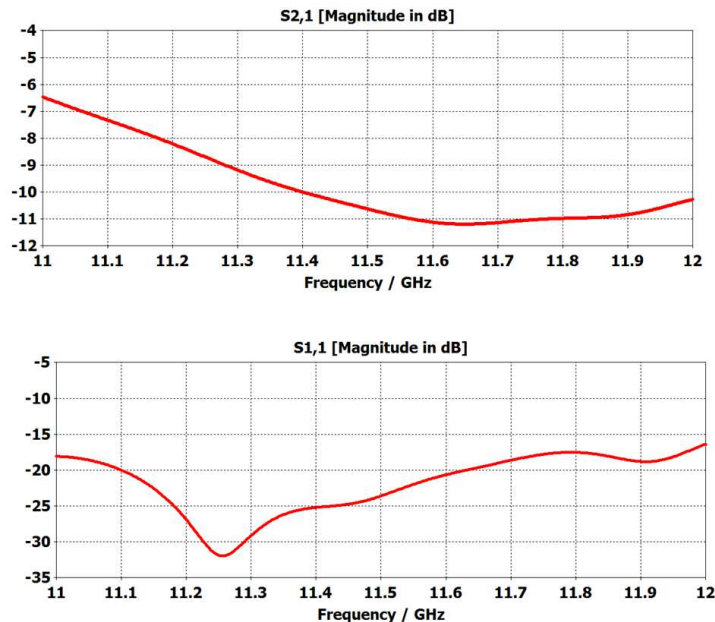
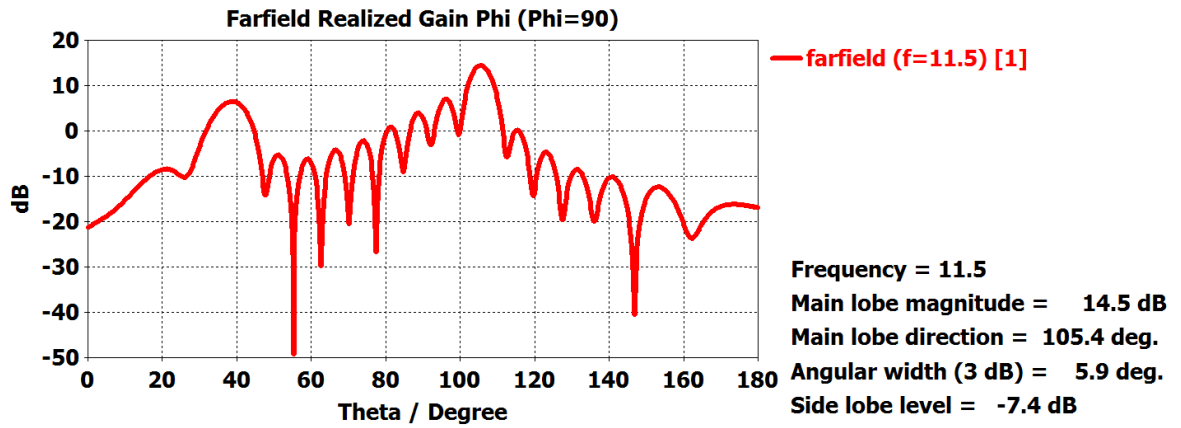


Figura 5.28 Parámetros S del array de 19 elementos al introducir 4mm más el tornillo central ( $t_c R_x$ )

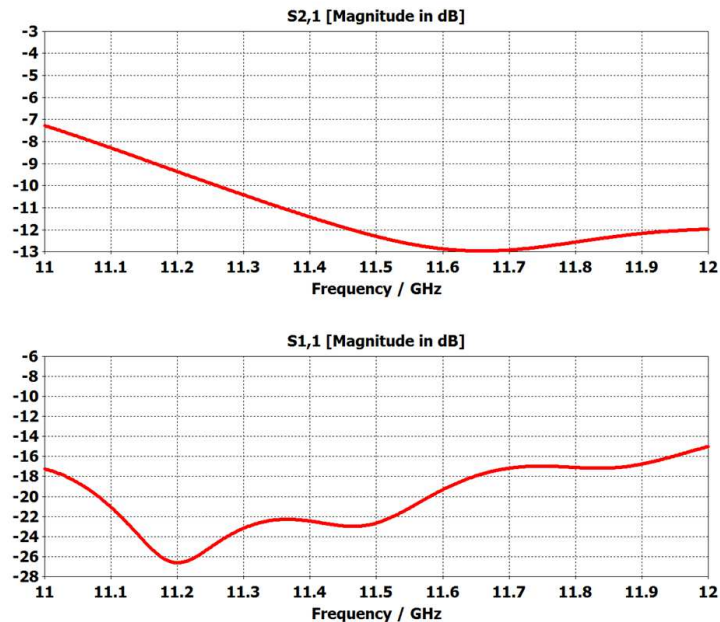
Aumentar 4mm respecto de las posiciones iniciales los tornillos provoca una recuperación moderada del nivel de ganancia perdido en el caso anterior. El nivel de adaptación se mantiene por debajo de los -15 dBs. Los lóbulos secundarios tampoco se han visto modificados, o si lo han hecho no es demasiado apreciable.

En definitiva, la forma del diagrama de radiación es bastante similar al caso “sin tornillos” pero con un nivel de grating lobe más elevado. Por ello, se supone que la pérdida de ganancia se debe al grating lobe que se ha desarrollado a medida que se ha ido aumentando la penetración de los tornillos. Al finalizar este apartado habrá una gráfica comparativa de todas las simulaciones donde se observarán mejor los diferentes efectos.

#### Tornillo central: Aumento de 5mm $t_c R_x$



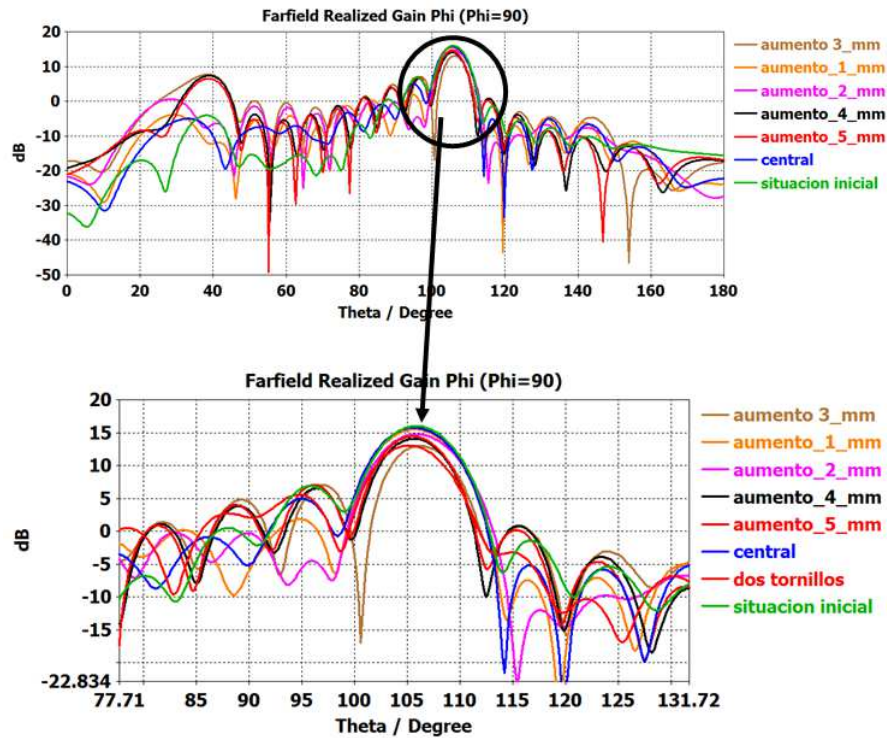
**Figura 5.29 Radiación del array de 19 elementos al introducir 5mm más el tornillo central ( $t_c R_x$ )**



**Figura 5.30 Parámetros S del array de 19 elementos al introducir 5mm más el tornillo central ( $t_c R_x$ )**

Aumentar 5mm la penetración respecto del caso inicial no conlleva ningún beneficio adicional. Al igual que en el caso anterior existe una caída de ganancia respecto al caso inicial a pesar de que el nivel de lóbulos secundarios es similar.

En la siguiente imagen se tiene una gráfica resumen con las diferentes simulaciones del array donde se sacarán las conclusiones pertinentes sobre las diferentes configuraciones.



**Figura 5.31 Comparación de diagramas de radiación para las diferentes posiciones de tornillos.**

En esta imagen se pueden comparar los diferentes efectos que produce aumentar la penetración de los tornillos sobre la guía de alimentación. La situación inicial es aquella donde no se han introducido aún los tornillos. A medida que se introducen se ve una modificación gradual de los resultados. Aumentar ligeramente la penetración de los tornillos centrales se refleja en disminuir los lóbulos secundarios más de 10 dBs (líneas “central”, “aumento\_1mm” y “aumento\_2mm”). Sin embargo, si se siguen introduciendo los lóbulos secundarios vuelven a aumentar estando en torno a los iniciales pero que a su vez, estas penetraciones han ido aumentando considerablemente el nivel del lóbulo réplica (gratig lobe).

Otro efecto que producen estos tornillos es la modificación no solo de los lóbulos secundarios sino también de la ganancia. Colocar las posiciones de los tornillos centrales hasta su configuración “aumento\_2mm” provoca una caída de ganancia acorde a la reducción del nivel de lóbulos secundarios. Sin embargo a medida que se van introduciendo más los tornillos, la ganancia va descendiendo teniendo su mínimo cuando penetran 3 mm (después la ganancia vuelve a aumentar pero no recupera su nivel máximo a pesar de que los lóbulos secundarios suben).

En definitiva, se considera que los resultados obtenidos para esta agrupación de antenas ha sido muy satisfactoria. Tal y como se esperaba a la vista de los resultados ofrecidos por el elemento unitario estudiado en los apartados 3 y 4 de este documento, se ha conseguido reducir el nivel de lóbulos secundarios del diagrama de radiación de un array en más de 10 dBs gracias a los tornillos de sintonía propuestos. En el apartado 6 se intentarán replicar estos resultados experimentalmente.

### 5.4.2 Array de 10 elementos colocados en línea ( $0.75\lambda_g$ ) con tornillos de sintonía

A continuación se analizará el efecto de los tornillos de sintonía sobre un array de 10 ranuras longitudinales colocadas en línea y posicionadas a una distancia de  $0.75\lambda_g$ . Los resultados para la configuración “sin tornillos”, que se presentaron en el apartado 5.3.3, se vuelven a mostrar de nuevo.

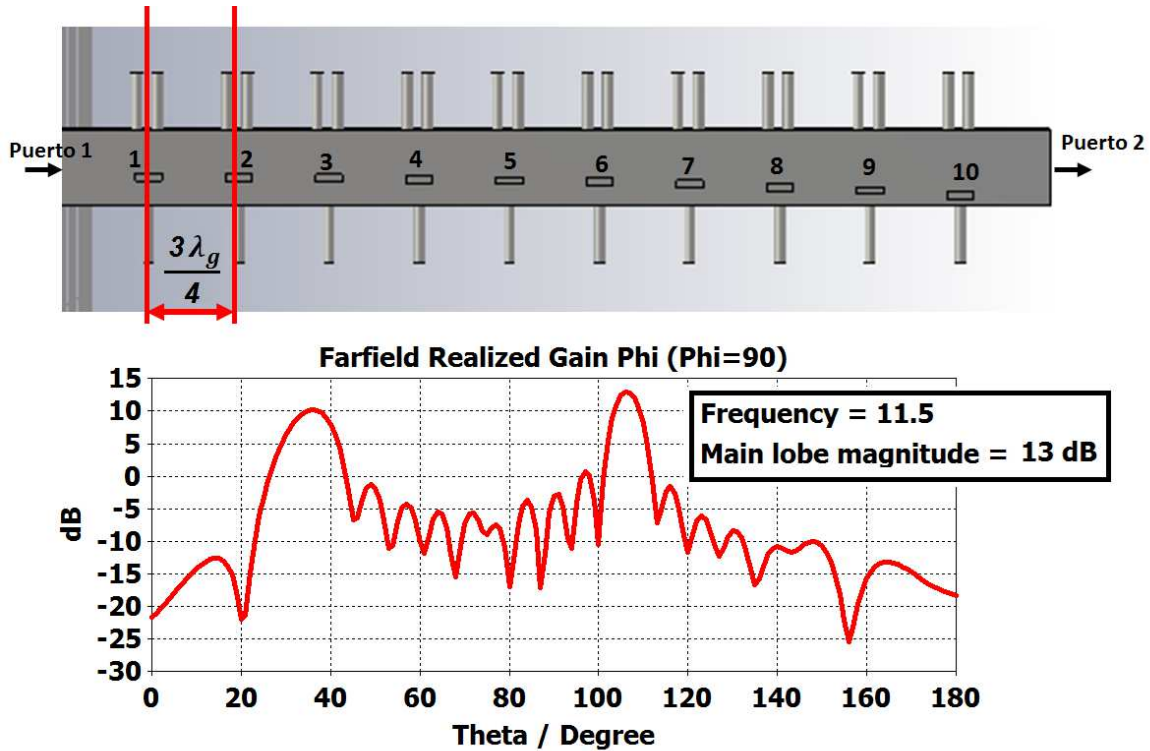


Figura 5.32 Situación inicial radiada sin tornillos y esquema de posicionamiento de 10 ranuras en línea sobre guía de onda

Tornillo central:

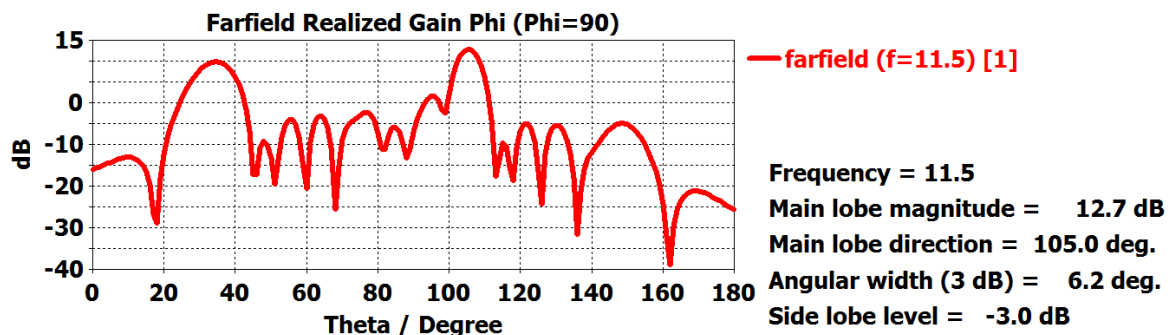


Figura 5.33 Radiación del array con 10 elementos colocados a  $0.75\lambda_g$  en línea introduciendo los tornillos  $t_c R_x$

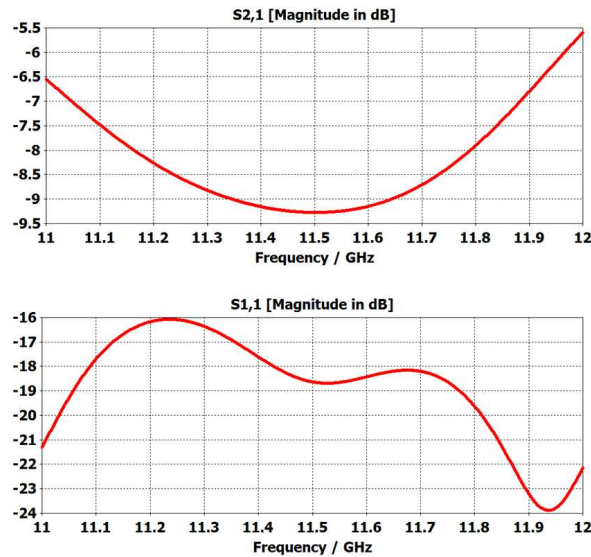


Figura 5.34 Parámetros S del array de 10 elementos colocados en línea a  $0.75\lambda_g$  introduciendo los tornillos  $t_c R_x$

Dos tornillos:

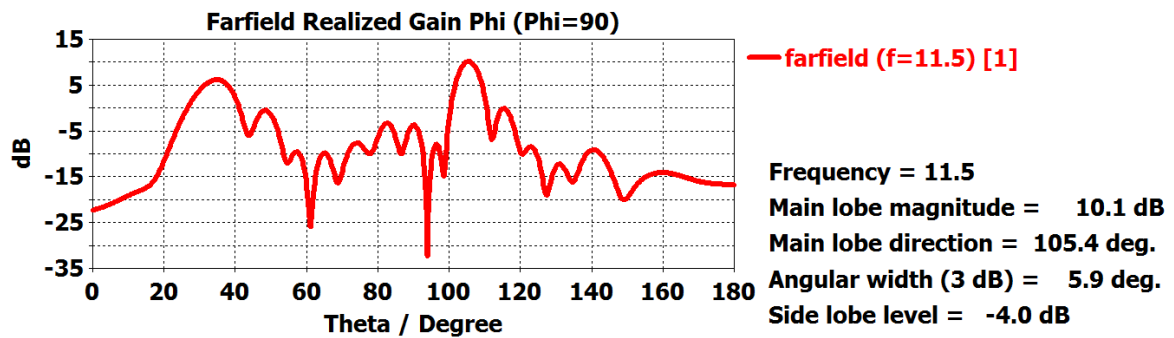


Figura 5.35 Radiación del array con 10 elementos colocados a  $0.75\lambda_g$  en línea introduciendo los tornillos  $t_1 R_x$  y  $t_2 R_x$

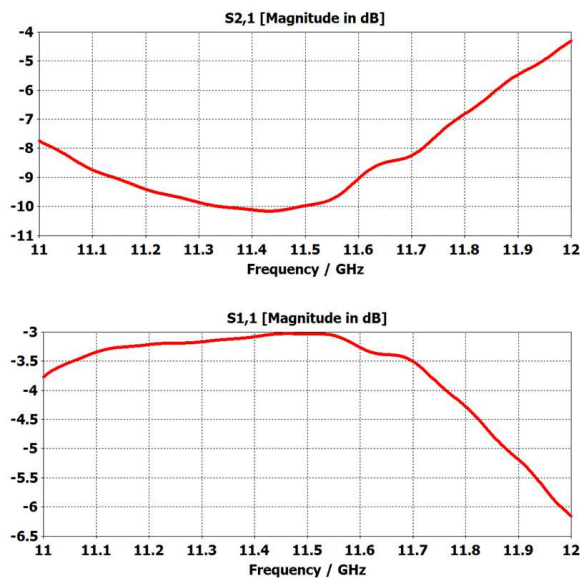
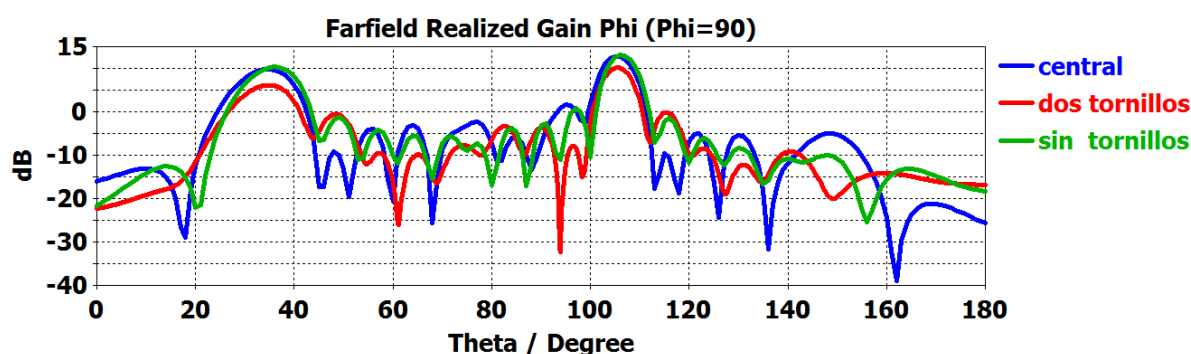


Figura 5.36 Parámetros S del array con 10 elementos colocados a  $0.75\lambda_g$  en línea introduciendo los tornillos  $t_1 R_x$  y  $t_2 R_x$



A continuación se superponen los resultados de radiación para los diferentes casos estudiados.



**Figura 5.37 Radiación del array de 10 elementos en línea a  $0.75\lambda_g$ , sin tornillos y con las combinaciones estudiadas**

Según los resultados obtenidos se pueden extraer diferentes conclusiones. Se puede apreciar cómo la utilización de la pareja de tornillos de sintonía provoca desadaptaciones muy fuertes sobre la estructura final. Esto se debe a la longitud que deben entrar los tornillos dentro de la guía en esta configuración es demasiado elevada (algunos deben entrar hasta 15 mm cuando la guía tiene una anchura de 22.86 mm). Por ello, de nuevo, se descarta la utilización de la configuración “dos tornillos” y se propone un estudio más en profundidad de la misma en un futuro.

Por otro lado, al contrario que para el array estudiado en el apartado anterior no se advierte un descenso generalizado de los lóbulos secundarios del diagrama. Lo que sí se puede apreciar, tanto para la configuración “central” como para la configuración “dos tornillos”, es que ambos producen una asimetrización de los lóbulos secundarios más cercanos al haz principal. Esto puede ser muy interesante para corregir pequeños errores en la forma del diagrama de radiación de nuestra antena que pueden deberse, por ejemplo, a efectos de acoplo mutuo entre elementos.

En el caso presentado no tiene mucho sentido asimetrizar los lóbulos ya que la antena inicial tiene unos lóbulos secundarios bastante simétricos. Pero si en el prototipo construido se perdiera dicha simetría, debido a cualquier tipo de efecto externo, los tornillos de sintonía serían capaces de recuperarla.

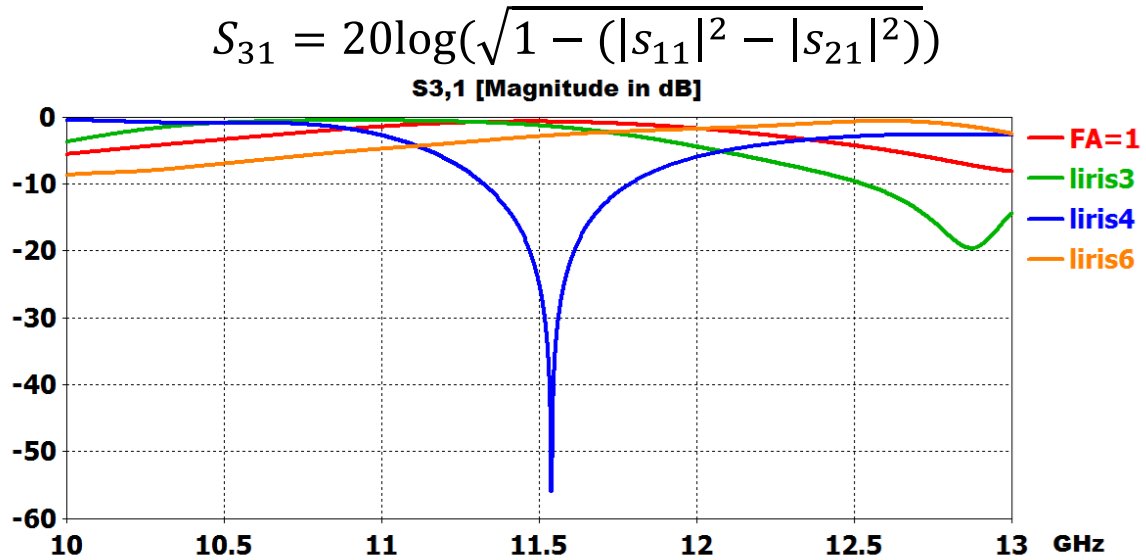
A continuación, se pretendió realizar un proceso de optimización de los tornillos similar al seguido en el apartado anterior. Se decidió ir introduciendo todos los tornillos, en pasos de 1 mm, y se encontró un efecto tan inesperado como interesante: el nivel máximo de radiación se desplaza en frecuencia en función de la longitud de penetración de los tornillos. Ya que esta antena presenta un nivel de adaptación muy aceptable se decidió realizar el estudio de este efecto en banda ancha, en concreto, desde los 10 hasta los 13 GHz.

Se han hecho simulaciones para la situación inicial en la cual no se han introducido tornillos de sintonía y cuando se introducen todos los tornillos una cierta cantidad. La nomenclatura seguida para este apartado es la siguiente:

- FA=1: Situación inicial. Los tornillos no se introducen
- iris3: Todos los tornillos penetran 3 mm en la guía.
- iris4: Todos los tornillos penetran 3 mm en la guía.

- liris6: Todos los tornillos penetran 3 mm en la guía.

De esta forma, siguiente gráfica presenta el nivel  $S_{31}$  del array completo, habiendo sido calculado este parámetro, al igual que en el apartado 3, de la siguiente manera:



**Figura 5.38 Nivel de acoplo para las diferentes configuraciones utilizadas en el array lineal**

La situación inicial (FA=1) muestra su máximo de radiación a la frecuencia de trabajo 11.5 GHz. Sin embargo, a medida que se va introduciendo el tornillo central, la cantidad de señal radiada máxima se va desplazando en frecuencia.

Cuando los tornillos se introducen 3 mm el máximo se encuentra a frecuencias bajas, en torno a 10.5 GHz. Sin embargo para el máximo que se observa con una penetración de tornillos de 6mm, éste se encuentra en frecuencias altas, en torno a los 12.5GHz. Existe un caso peculiar cuando se introducen 4mm, ya que hay una resonancia a la frecuencia de trabajo y la antenna deja de radiar únicamente para ese caso, puesto que después remonta y vuelve a tener máximos de radiación en los extremos de la banda. En este caso especial, al tener una resonancia tan baja, el parámetro de transmisión sube y por tanto la ganancia decae.

Es decir, a priori, aunque la antenna este diseñada para trabajar a 11.5 GHz y en una banda de 11-12GHz, según estos resultados, introducir un tornillo una cantidad determinada puede provocar que funcione mejor en otras frecuencias diferentes a la de diseño y pueda trabajar en una banda más ancha. En el siguiente punto se va a estudiar la ganancia a diferentes frecuencias así como la eficiencia de la antenna para corroborar estos resultados.

### **Ganancia f=10 GHz**



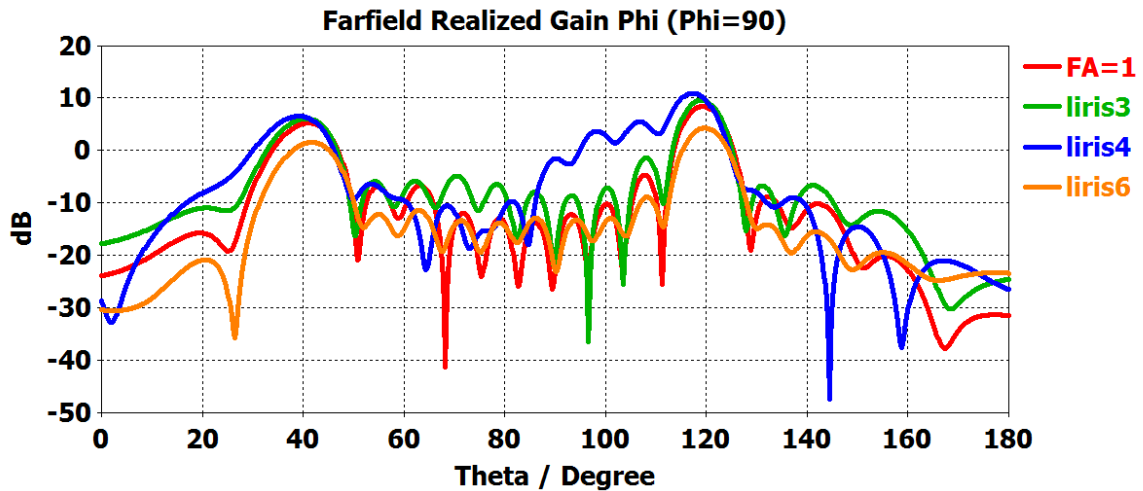


Figura 5.39 Ganancia del array de 19 elementos para una frecuencia de  $f=10\text{GHz}$

En este caso, salvo en  $\text{liris}=4\text{mm}$  (caso peculiar), la forma del diagrama de radiación se mantiene. En el caso de introducir poco el tornillo (3mm) la ganancia aumenta ligeramente respecto a la situación inicial (1.2 dBs).

En la gráfica anterior se ha observado que a frecuencias bajas esta ganancia debería aumentar, lo cual se cumple. Según la misma, el máximo nivel de ganancia debería encontrarse a en la configuración “liris4”. Esto es así, pero esta configuración es descartada por la deformación que sufre el diagrama de radiación. Cuando el tornillo se introduce 6mm, la ganancia cae notablemente respecto de la situación inicial, se corresponda con un mínimo en la Figura 5.21, lo cual corresponde con la caída de ganancia.

#### Ganancia $f=10.5\text{ GHz}$

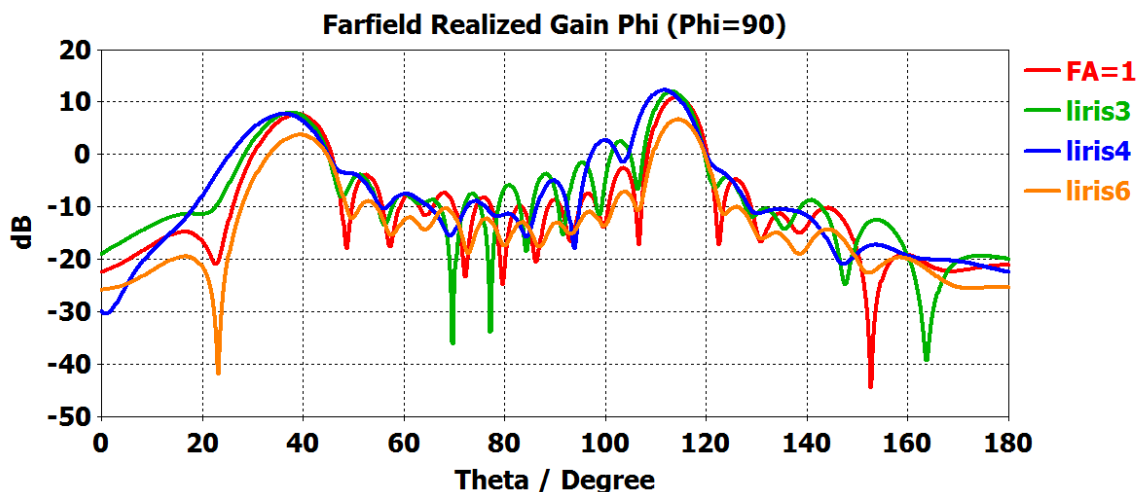


Figura 5.40 Ganancia del array de 19 elementos para una frecuencia de  $f=10.5\text{GHz}$

En este punto, siguiendo el estudio de la Figura 5.38 Nivel de acoplo para las diferentes configuraciones utilizadas en el array lineal, la posición 3 mm del tornillo debería aumentar la ganancia puesto que hay un máximo. En esta gráfica se observa una modificación de la misma pero no tan alta como se esperaba (1 dB), lo cual puede ser debido a que los lóbulos secundarios también han aumentado. Introducir el tornillo 6 mm sigue teniendo la ganancia

más baja y ha disminuido los lóbulos secundarios, por lo que se sigue correspondiendo con el estudio previo en el cual se veía que obtendría ganancia más alta a frecuencias altas. Si se introduce 4 mm ya no se observa el relleno de nulos que había a 10 GHz sino que tiende a asemejarse a la inicial. Sigue teniendo los lóbulos secundarios muy altos pero ha aumentado la ganancia.

### Ganancia f=11 GHz

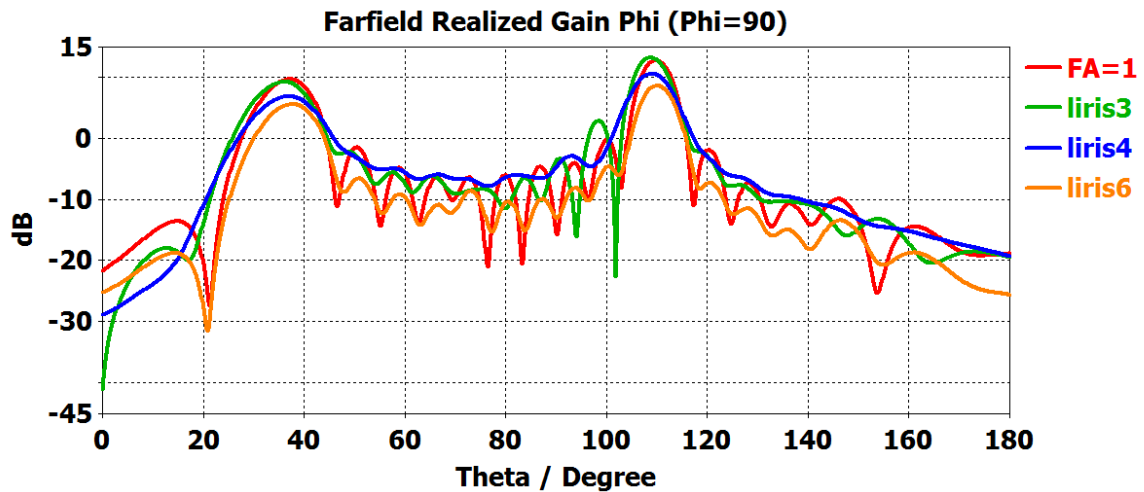


Figura 5.41 Ganancia del array de 19 elementos para una frecuencia de f=11GHz

A esta frecuencia, se empieza a notar como el array lineal sin tornillos (FA=1) aumenta su ganancia dado que se va acercando a la frecuencia de trabajo para la que se diseñó. Introducir el tornillo 3mm ya no modifica tanto la ganancia puesto que, el barrido empieza a tender a frecuencias altas donde se encontraba el mínimo de acoplo. Además aumenta los lóbulos secundarios.

En el caso de introducirlo 6mm se observa como la ganancia va aumentando pero se sigue viendo una variación con respecto al caso inicial. El caso especial de 4 mm en este punto parece que ha suavizado la forma, el lóbulo principal ha caído y los nulos del diagrama de radiación se han rellenado completamente.

### Ganancia f=11.5 GHz

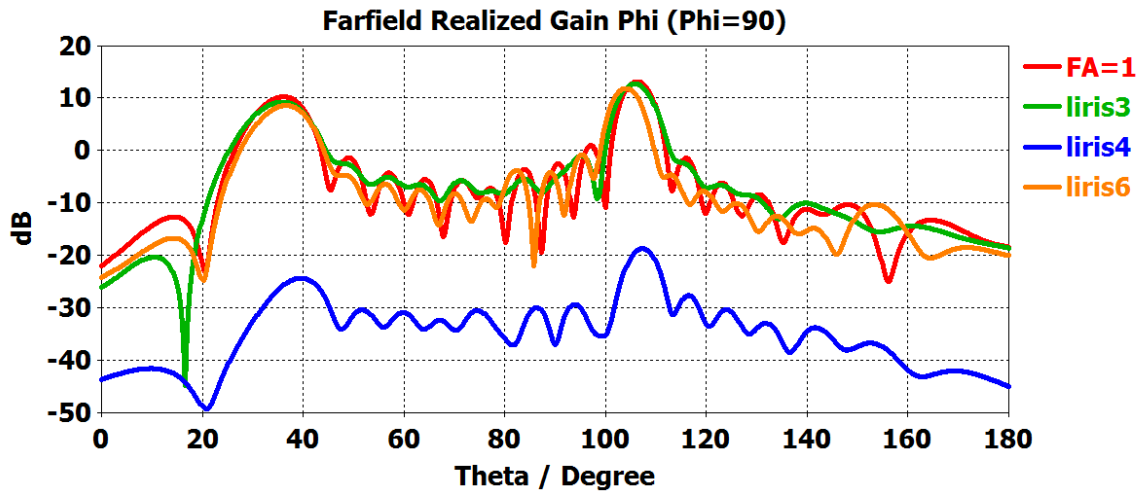


Figura 5.42 Ganancia del array de 19 elementos para una frecuencia de  $f=11.5\text{GHz}$

A la frecuencia de trabajo, lo primero que llama la atención es la gráfica de color azul, la cual ha caído en toda la banda por debajo de  $-20\text{dB}$ . Se corresponde con el caso especial de introducir  $4\text{ mm}$  el tornillo, donde en la Figura 5.38 Nivel de acoplo para las diferentes configuraciones utilizadas en el array lineal el nivel de acoplo tenía una resonancia que provoca la caída en radiación.

En la situación inicial ( $FA=1$ ) la ganancia es máxima ya que nos encontramos en la frecuencia de diseño. Parece que introducir los tornillos  $3$  ó  $6\text{ mm}$  no varía demasiado la ganancia. En ambos casos los máximos de acoplos se encuentran a otras frecuencias.

#### Ganancia $f=12\text{ GHz}$

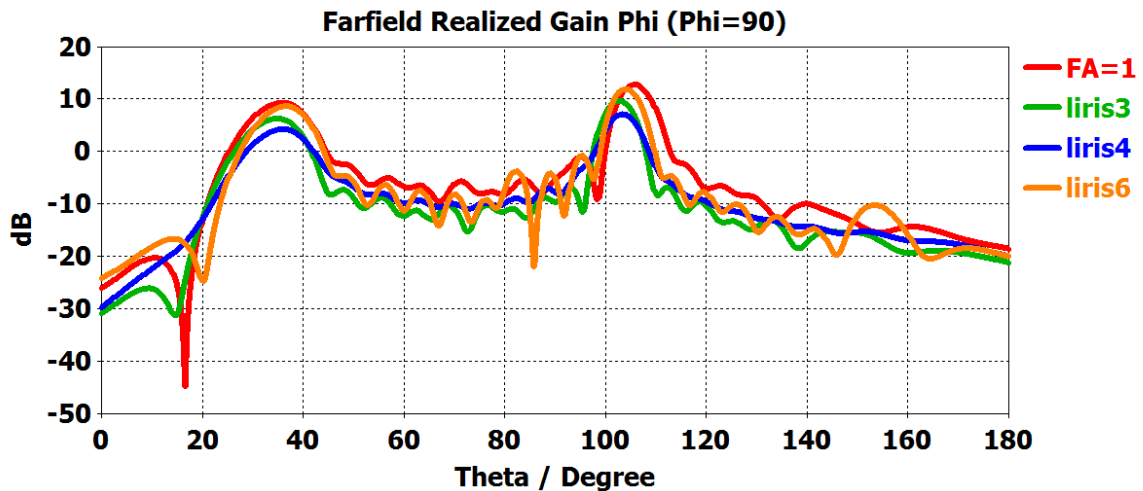
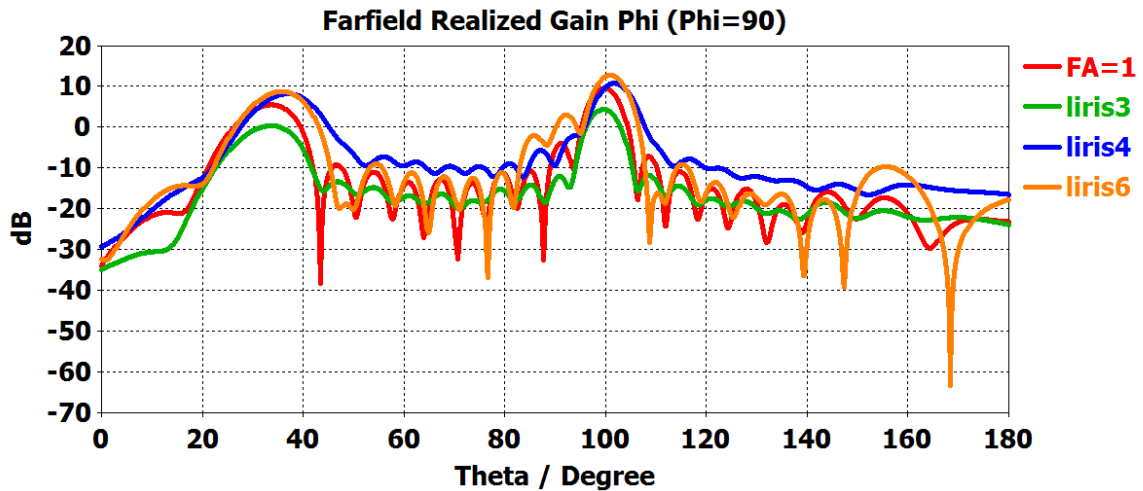


Figura 5.43 Ganancia del array de 19 elementos para una frecuencia de  $f=12\text{GHz}$

El caso más visual se encuentra en el aumento en toda la banda de la señal para la cual el tornillo se ha introducido  $4\text{mm}$ , al salir de  $11.5\text{GHz}$ , la resonancia (en términos de acoplo) desaparece y vuelve a sus máximos, de ahí el aumento de toda la señal. Aún así es el lóbulo principal más bajo que se encuentra. En el caso de introducir  $3\text{mm}$  se empieza a notar más el hecho de que el nivel de acoplo va disminuyendo. El tornillo a  $6\text{mm}$  de penetración se mantiene en torno a la situación inicial (sin tornillos).

### Ganancia $f=12.5\text{GHz}$



**Figura 5.44 Ganancia del array de 19 elementos para una frecuencia de  $f=12.5\text{GHz}$**

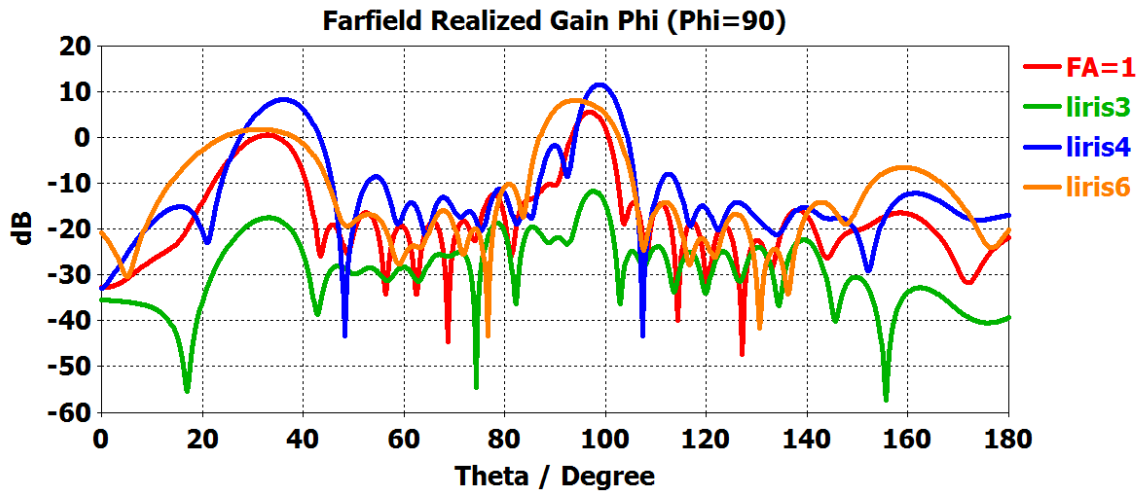
En este punto ya se consideran “frecuencias altas” donde introducir el tornillo 6 mm debería de aumentar la ganancia considerablemente para que, al aumentar un poco más llegue a su máximo.

Al estar trabajando a 12.5 GHz y no a la frecuencia de trabajo, los niveles de acoplo de la situación inicial decaen no siendo muy pronunciados. Esto repercutirá a la hora de analizar los lóbulos principales de las diferentes frecuencias.

Teóricamente, a esta frecuencia, según los niveles de acoplo obtenidos en Figura 5.38 Nivel de acoplo para las diferentes configuraciones utilizadas en el array lineal, si el tornillo penetra 3mm se debería de producir una bajada de la ganancia respecto del caso inicial dado que el nivel de acoplo decae. Introducir 4mm el tornillo aumenta la ganancia dejandola en torno a la situación inicial aunque se produce un relleno de los nulos del diagrama.

Tal y como se esperaba la ganancia de la antena con el tornillo penetrando 6 mm ha aumentado considerablemente (cerca de 3 dBs) aunque se ha producido un relleno de nulos respecto al caso  $FA=1$ .

### Ganancia $f=13\text{GHz}$



**Figura 5.45 Ganancia del array de 19 elementos para una frecuencia de  $f=13\text{GHz}$**

En el extremo superior de la banda donde se ha realizado el estudio, la radiación del lóbulo principal ha disminuido ya que se aleja de la frecuencia de trabajo. Introducir el tornillo 3 mm disminuye en mayor medida el nivel de radiación y, por el contrario, aumenta al introducirlo 6 mm. De hecho se observa como el lóbulo principal se ha ensanchado respecto de frecuencias más bajas donde se ha ido viendo como se iba produciendo un relleno de nulos. El caso de penetrar 4 mm da unos niveles muy altos de ganancia dado que se encuentra también en su punto máximo (en niveles de acoplo). Proporciona un gran aumento de la ganancia, en concreto 6 dBs, con un desapuntamiento de unos 2 grados respecto a la situación inicial ( $FA=1$ ).

Se puede determinar, en términos de ganancia, que la antena puede funcionar con máxima ganancia a diferentes frecuencias siendo necesario para ello introducir los tornillos. En el caso de querer trabajar en frecuencias bajas (dentro de la banda estudiada) el tornillo no debe penetrar demasiado en la estructura, en torno a 3 o 4 mm de longitud. Por el contrario para trabajar a frecuencias altas es necesario que éste se introduzca al menos 6 mm.

En el siguiente punto se estudiará la eficiencia de la antena a diferentes frecuencias para corroborar este estudio. Se denomina eficiencia a la relación existente entre la ganancia y la directividad simuladas con CST Microwave Studio. En definitiva, cuanto más parecidos sean estos parámetros mejorará la eficiencia de la misma.

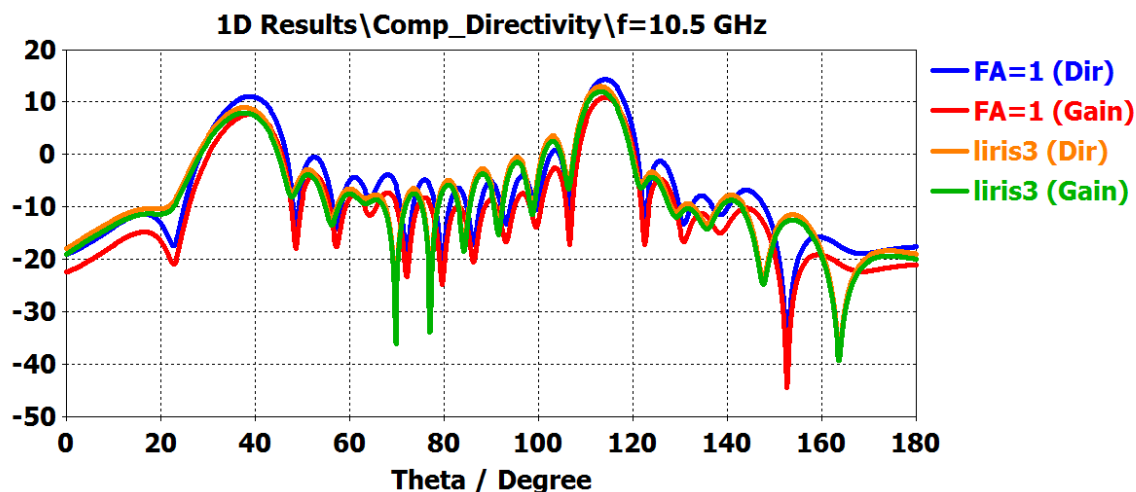


Figura 5.46 Directividad y ganancia para una frecuencia de  $f=10.5\text{GHz}$

A esta frecuencia tan baja, si se establece como punto partida la situación inicial que es aquella donde no se han introducido tornillos, la ganancia y la directividad idealmente deberían ser idénticas, lo que conllevaría una eficiencia del 100%. En este caso no es así dado que se observa una variación entre ambas (líneas azul y roja). La variación existente que, en teoría se podría esperar que fuese menor, se debe a que la antena está diseñada para la banda de 11-12GHz siendo el mejor punto 11.5GHz (frecuencia de diseño).

Sin embargo, cuando el tornillo se introduce 3 mm dentro de la guía de onda, estas variaciones son mínimas, es decir la eficiencia de la antena sube ya que los puntos máximos se encuentran muy cercanos entre sí. Esto es debido a uno de los efectos que se ha estudiado antes y es que, a frecuencias bajas como es el caso introducir el tornillo 3mm implica un máximo de nivel de acoplo para estas frecuencias. Al tener este máximo, la antena funciona mejor que a otras frecuencias y la eficiencia sube.

Bien es cierto que el nivel de directividad ha disminuido respecto a la situación inicial y que este es uno de los motivos por los que la eficiencia sería mayor a 10.5 GHz utilizando una configuración “liris3”. Pero también es cierto que el nivel absoluto de ganancia se consigue aumentar a esta frecuencia.

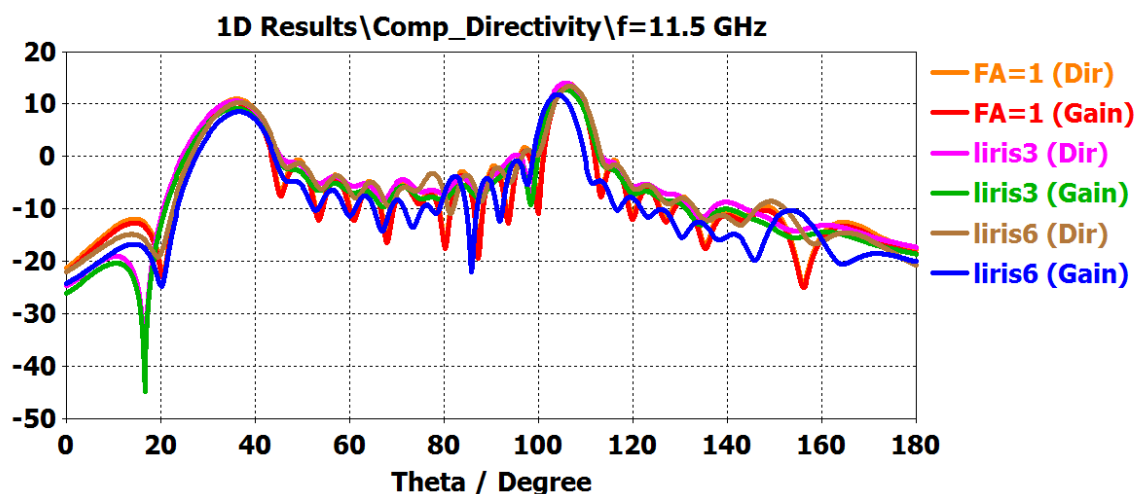


Figura 5.47 Directividad y ganancia para una frecuencia de  $f=11.5\text{GHz}$

La eficiencia a la frecuencia de trabajo de este PFC (11.5 GHz) para la situación inicial (FA=1) es la más elevada, ya que la antena ha sido diseñada para maximizar estas propiedades en estas condiciones. En el caso de introducir el tornillo 3 mm la variación respecto al caso anterior es mínima, luego la antena sigue teniendo eficiencia alta para esta situación. Sin embargo, si los tornillos penetran 6mm la eficiencia cae dado que la variación entre la ganancia y la directividad en este punto difieren. Esto concuerda con lo establecido anteriormente ya que se ha visto que cuando se introducía el tornillo 6 mm funcionaba mejor a frecuencias altas.

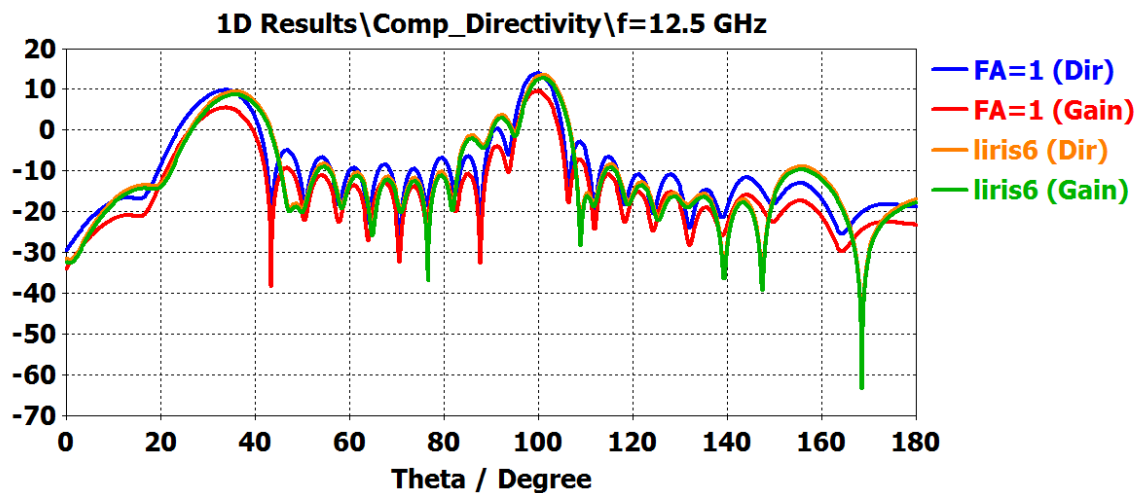


Figura 5.48 Directividad y ganancia para una frecuencia de f=12.5GHz

En este punto, donde la frecuencia ha aumentado hasta los 12.5 GHz, siguiendo con las conclusiones de la anterior frecuencia, al introducir el tornillo 6 mm la ganancia y la directividad son prácticamente iguales por lo que la antena es más eficiente en este punto.

En el caso inicial, donde no se introducen tornillos, al no estar trabajando en la frecuencia de diseño la ganancia y la directividad difieren y la eficiencia de la antena disminuye.

## 5.5 Conclusiones del array

En este punto se ha desarrollado el proceso de fabricación de una antena de array, tanto para 10 como para 19 elementos.

El primer beneficio que se encuentra es que ambos casos tienen el mismo tamaño de circuito impreso por lo que con una sola estructura se ha podido determinar el comportamiento de las mismas. Se han realizados dos diseños:

- Array de 10 elementos a  $0.75\lambda_g$
- Array de 19 elementos a  $0.375\lambda_g$

El primero de ellos ha permitido utilizar la antena en una banda de frecuencias más alta de la simulada previamente obteniendo niveles de adaptación y transmisión buenos. Se ha modificado la ganancia. Esto se ha conseguido gracias a los tornillos puestos que, dependiendo de la cantidad de tornillo que se introduzca funciona de una manera u otra a diferentes frecuencias.

El efecto más notable ha sido en el diseño del array con 19 ranuras contrapeadas, en él, con diferentes penetraciones de tornillos se ha conseguido bajar el nivel de lóbulos secundarios sin que disminuya con ello la ganancia.

En el caso de introducir 2mm más la cantidad inicial de los tornillos, en la medida se ha observado un comportamiento en alta frecuencia en el cual la ganancia disminuía al igual que los lóbulos secundarios. Este comportamiento se asemeja más al que tenía en simulación el apartado donde los tornillos se introducían 3mm más de las posiciones iniciales.

En ambos casos se ha conseguido mantener una buena adaptación de la antena consiguiendo resultados notables para un ajuste fino de la estructura ya que las medidas realizadas concuerdan con las situaciones simuladas previamente.



## **6 Fabricación y medida del array lineal**



## 6.1 Construcción del Array diseñado

El array diseñado y simulado en el apartado anterior ha conseguido efectos beneficiosos, como la modificación de los lóbulos secundarios mediante los tornillos de sintonía.

El siguiente paso natural que sigue este documento es la construcción de este array para verificar los resultados obtenidos en simulación o bien, en el caso de no obtenerse estudiar las causas por las cuales no se han podido obtener dichos resultados.

Al igual que ocurría con el elemento unitario, la parte de construcción constará de dos fases: Una de ellas será aquella que consta de las piezas de aluminio, en este caso la “u” y los flanges superiores (los inferiores se encuentran incluidos en la “u”), la siguiente parte diferencia sería la de los elementos radiantes implementados sobre sustrato.

### 6.1.1 Pieza metálica

Las piezas de aluminio van a seguir el mismo proceso de fabricación que el elemento unitario. También se ha tenido que diseñar en un taller externo dado que la Escuela Politécnica Superior no dispone de la maquinaria necesaria para ello.

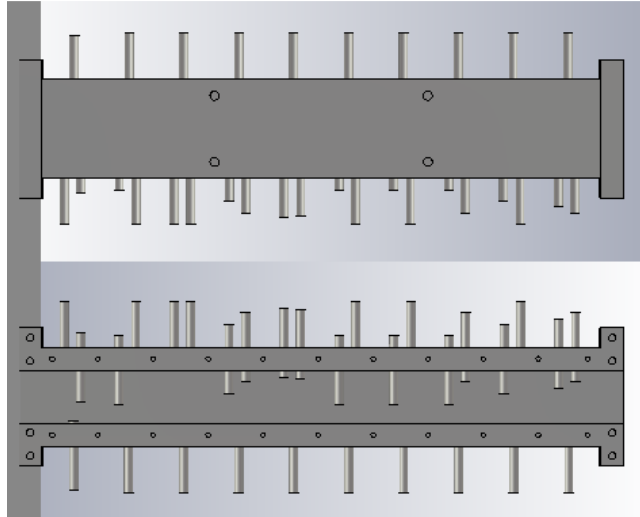
En el caso de la pieza metálica, se han definido dos estructuras, una será el flange superior, necesario para la conexión al analizador de redes. No ha sido necesario fabricarla de nuevo puesto que tiene las mismas dimensiones que para el elemento unitario.



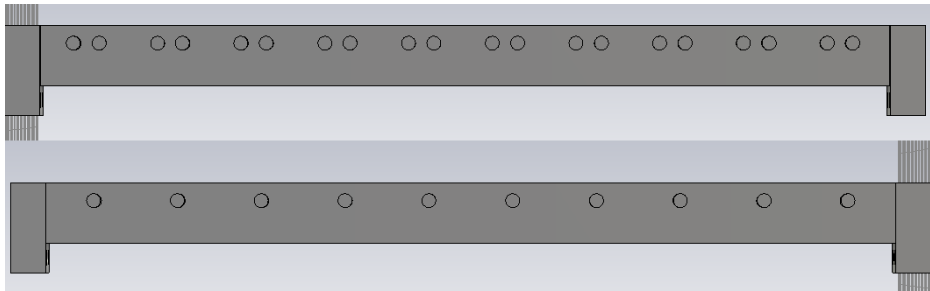
**Figura 6.1 Flange superior**

El siguiente elemento a diseñar es la denominada “u” que constituye la guía de onda más el flange inferior. En el caso del elemento unitario, este flange se unía a la guía de onda haciendo la estructura más grande. Para este caso, dadas las dimensiones de la guía que ya de por sí es bastante grande, incluir el flange inferior la haría aún más grande, por ello, lo que se hizo fue incluirla dentro de las propias dimensiones de la guía ya que no interfería en la posición de las ranuras.

Otra modificación fue la de incluir 4 taladros en la parte de debajo de la estructura para poder sujetarla cuando se hagan las mediciones en la cámara anecoica. En el laboratorio se cuentan con placas ya fabricadas para este uso, por lo que los taladros se hicieron de acuerdo a esas dimensiones para reutilizarla.



**Figura 6.2 Parte superior e inferior de la pieza metálica “u” diseñada en CST**



**Figura 6.3 Laterales de la “u” diseñada en CST**

El proceso para exportar los ficheros y poder realizar los planos ha sido el mismo que para el elemento unitario. Los planos pueden verse a continuación y en el anexo A.C.2C.2

El resultado obtenido, tanto de las piezas como de la estructura final montada es la siguiente:



**Figura 6.4 Construcción de la “u” incluyendo los tornillos**



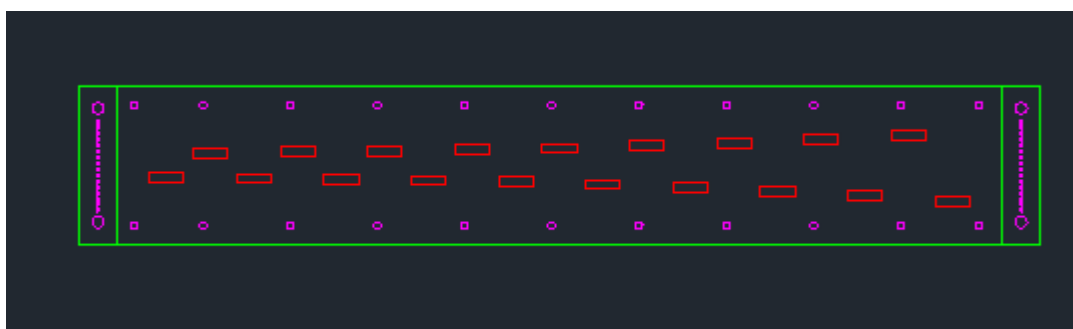
**Figura 6.5 Diseño final de la estructura construida**

### 6.1.2 Ranuras

El diseño de este elemento se realiza de la misma manera que en el caso anterior, primero se tiene un archivo en CST donde se encuentra solo el sustrato con la ranura impresa además de las vías y los rectángulos. Una vez que se tiene diseñado, es necesario exportarlo a un archivo .XDF para diseñar todas las capas (Top, Bottom, Taladros y Corte).

Se han diseñado dos arrays de ranuras, uno en el que se encuentran diez ranuras colocadas en línea a una distancia de  $0.75\lambda_g$  y otra en la cual se encuentran diecinueve ranuras contrapeadas, 10 de ellas colocadas como el caso anterior y las nueve restantes se colocan en el lado contrario entre medias de cada dos ranuras. Los siguientes pasos se muestran para un único Array puesto que el proceso de fabricación sería el mismo.

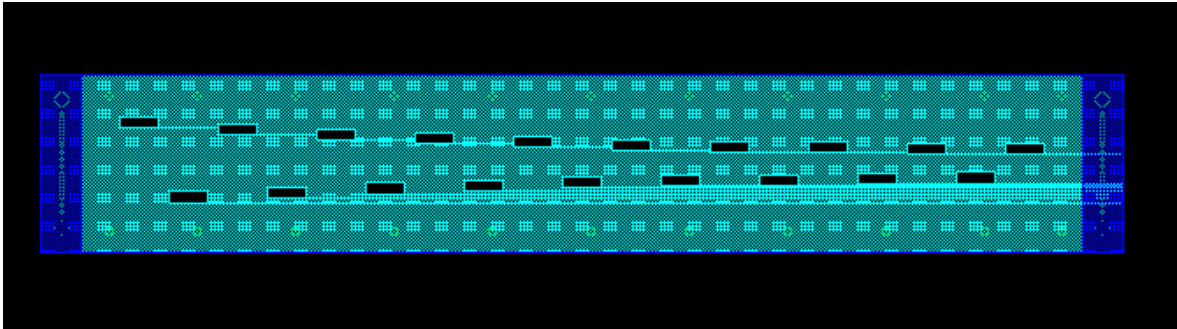
Una vez diseñadas las diferentes capas en AutoCAD, donde cada una está representada por un color diferente, el aspecto que tendría sería el siguiente:



**Figura 6.6 Diseño del Array de ranuras en AutoCad**

Diseñadas todas las capas, es necesario diseñarlas de tal manera que la máquina encargada de realizar las ranuras conozca cuáles son las zonas de cobre y cuáles no. Para diseñar las zonas de cobre en cada una de las capas es necesario utilizar ADS donde se determinarán las

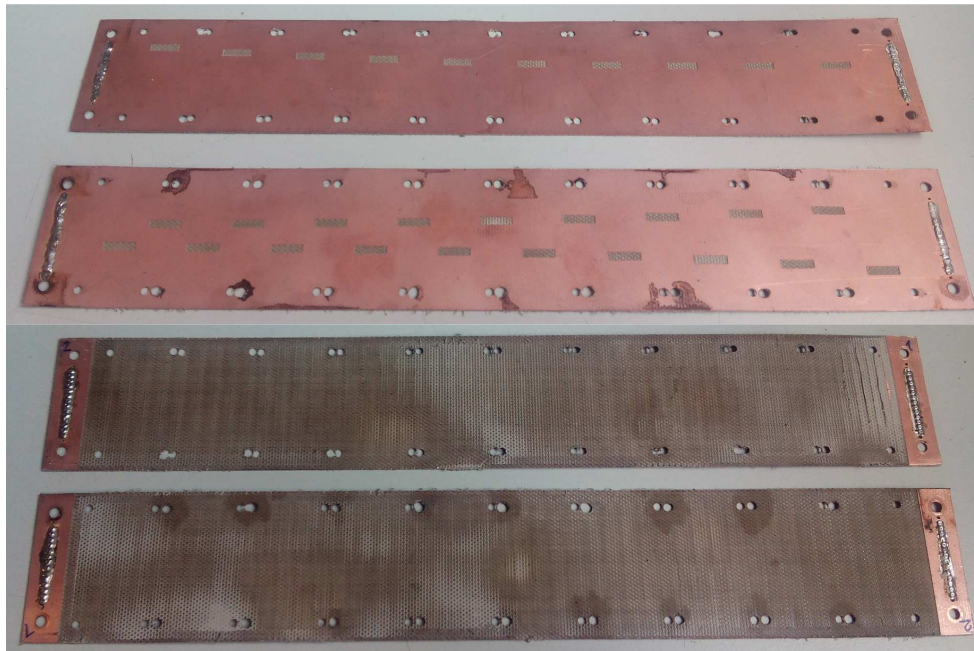
capas y se realizarán los ficheros Gerber, que son aquellos que necesita la máquina para realiza la construcción.



**Figura 6.7 Diseño del array de ranuras en ADS**

Una vez que se tiene diseñado y se han exportado los archivos Gerber, se introducen en el software que controla la máquina y se fabrican las ranuras. Tras la fabricación, se realiza de manera manual la metalización de las vías al igual que ocurría con el elemento unitario.

### **Construcción final**



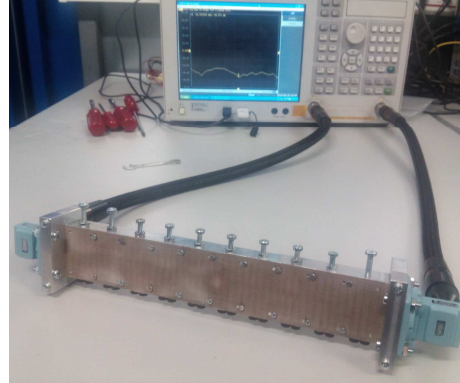
**Figura 6.8 Construcción del array de ranuras**

Los taladros dobles que se observan en los laterales de la estructura fueron consecuencia de que, al realizar los planos la estructura no fue simétrica y se realizaron la revés, por eso fue necesario hacer nuevos talados para poder sujetarlo a la pieza de aluminio.

## **6.2 Medida del Array diseñado**

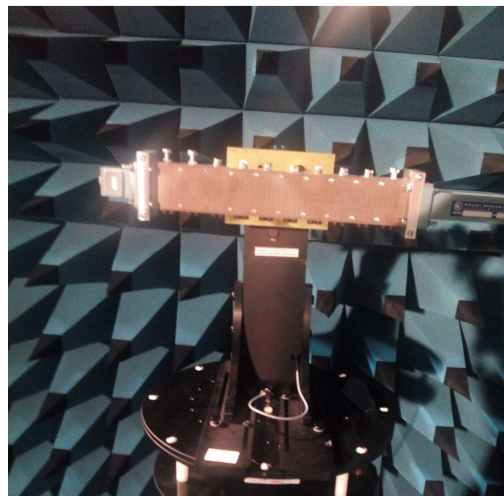
En el apartado anterior se ha especificado el proceso de fabricación de este array. La finalidad de este apartado es comprobar si los efectos observados en las diferentes simulaciones concuerdan con los obtenidos en las medidas.

Para medir el array se han seguido dos procedimientos. El primero de ellos ha sido la medida de los parámetros S de la antena mediante un analizador de redes con el que cuenta el laboratorio RFCAS y cuya configuración con nuestra antena sería la siguiente:



**Figura 6.9 Conexión del array al analizador de espectros**

Una vez medidos los parámetros S se pasaría a medir en radiación y ganancia para lo cual se usó la cámara anecoica disponible también en el laboratorio RFCAS. La conexión de la antena a la cámara se ha realizado gracias a los taladros que se realizaron en la parte inferior de la guía donde se han colocado unos postes que la sujetan. El montaje sería el siguiente.



**Figura 6.10 Montaje de la antena en la cámara anecoica**

Para la realización de las medidas, primero se han medido los parámetros S y después los diagramas de radiación para cada una de las configuraciones de tornillos establecidas, tal y como se verá a continuación.

Las medidas se han realizado para la frecuencia de trabajo así como las frecuencias de los extremos de las bandas para ver el comportamiento. Es necesario resaltar que, al contrario que para los resultados simulados presentados en el apartado 5 donde la dirección de broadside de la antena se correspondía con la dirección angular  $\Theta=90^\circ$ , en el caso de los diagramas medidos presentados en este apartado la dirección de broadside coincide con la dirección  $\Theta=0^\circ$ .



### 6.2.1 Array de 19 elementos contrapeados ( $0.375\lambda_g$ ) con tornillos de sintonía

Con esta configuración se han realizados varias medidas. La primera de ellas es aquella donde los tornillos están fuera de la guía de onda. Posteriormente, se introducen los tornillos la cantidad necesaria para modificar la distribución uniforme de acoplo inicial del array con el objetivo de conseguir una reducción de lóbulos secundarios en el diagrama de radiación. De ahí en adelante se fue aumentando la penetración de los tornillos 1 y 2 mm para aumentar dicho efecto de reducción de lóbulos.

Los resultados obtenidos por simulación para la frecuencia de diseño (11.5 GHz), que se presentan en el apartado 5.4.1 ofrecieron resultados muy satisfactorios, pudiendo reducir el nivel de lóbulos secundarios hasta 10 dBs. El resultado experimental obtenido puede verse en la siguiente gráfica.

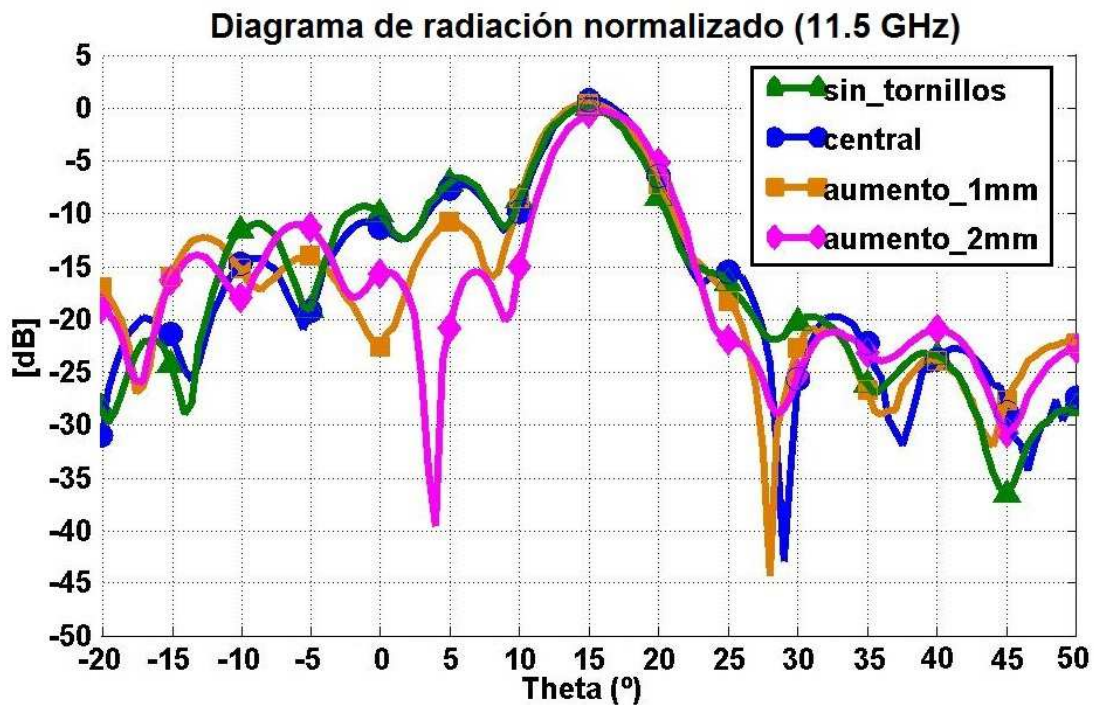


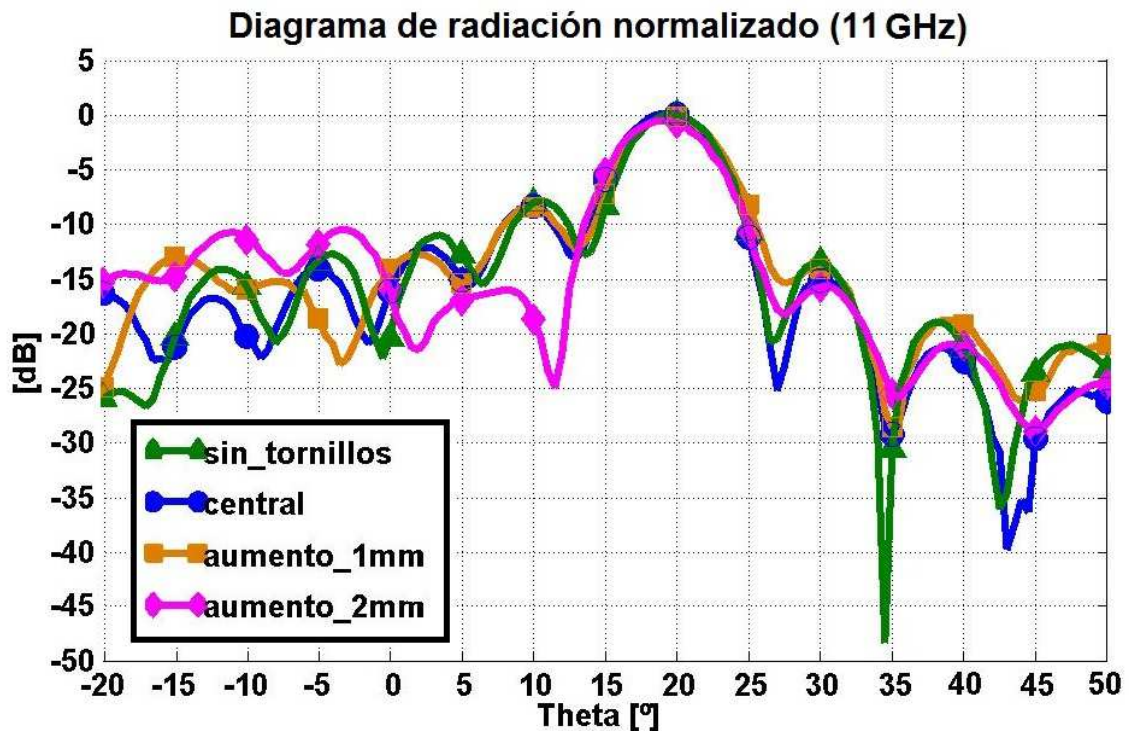
Figura 6.11 Diagrama de radiación normalizado a  $f=11.5\text{GHz}$

En esta gráfica se observa el comportamiento a la frecuencia de trabajo. Prácticamente no se observan diferencias entre la situación inicial en la cual no se han introducido los tornillos (“sin\_tornillos”) y aquella donde se han introducido los tornillos una posición determinada para obtener los niveles de acoplo (“central”). Si ahora se introducen 1 mm todos los tornillos respecto a la posición que tenía la antena, se observa una primera caída de lóbulos secundarios (caída de unos 3 dBs para el lóbulo lateral posicionados en  $\text{Theta}=5^\circ$ ) donde se mantiene la ganancia. Por último, la introducción de todos los tornillos otro milímetro adicional (“aumento\_2mm”) provoca una caída de dicho lóbulo secundario mucho más pronunciada (unos 8 dBs respecto a la situación inicial) en total correspondencia con las simulaciones presentadas en el apartado 5.4.1. También se aprecia la ligera caída de ganancia vista en simulación.



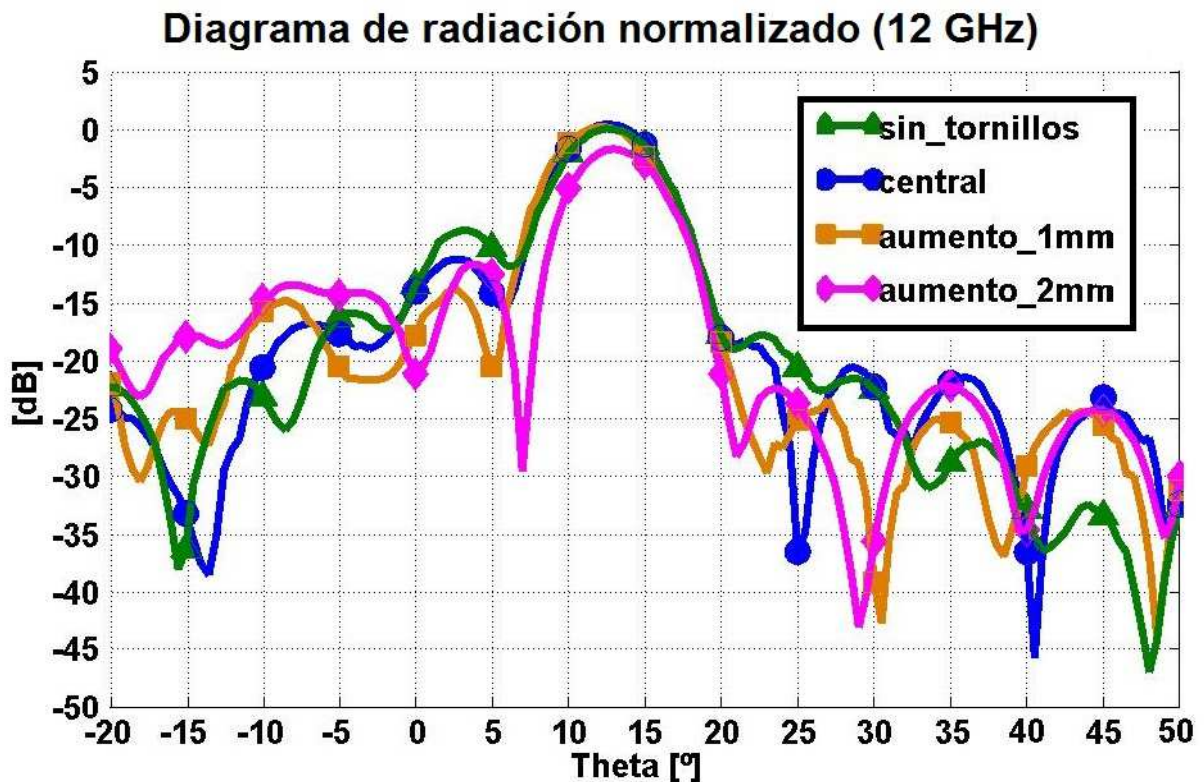
Se realizaron mediciones para longitudes de tornillos superiores y se observó una reproducción de las simulaciones realizadas. No se muestran los resultados porque, con dichas configuraciones el nivel de lóbulos volvía a elevarse, la ganancia del haz principal disminuía y comenzaba a aparecer un grating lobe en direcciones de “Theta” negativas.

Por tanto, los efectos introducidos por los tornillos de sintonía obtenidos en simulación, que considerábamos altamente satisfactorios, han sido perfectamente replicados en los prototipos construidos. Debido a ello, se van a analizar los resultados en los extremos de la banda (11 y 12 GHz) para comprobar el ancho de banda de actuación de los tornillos de sintonía.



**Figura 6.12 Diagrama de radiación normalizado a f=11GHz**

En el extremo inferior de la banda de trabajo, apenas se observan variaciones de ganancia respecto a la simulación inicial (“sin tornillos”) en ninguna de las configuraciones establecidas. Sin embargo, si se observan los lóbulos secundarios, a medida que se introduce el tornillo éstos disminuyen teniendo el mínimo cuando se introducen 2 mm más de la establecida. Así, se consigue una reducción del primer lóbulo secundario de 6 o 7 dBs, aproximadamente. A diferencia que los diagramas a 11.5 GHz, introducir 1 mm más de la posición definida inicialmente no parece obtener beneficio a esta frecuencia porque prácticamente sigue la misma distribución que la “central” y la situación donde no hay tornillos.



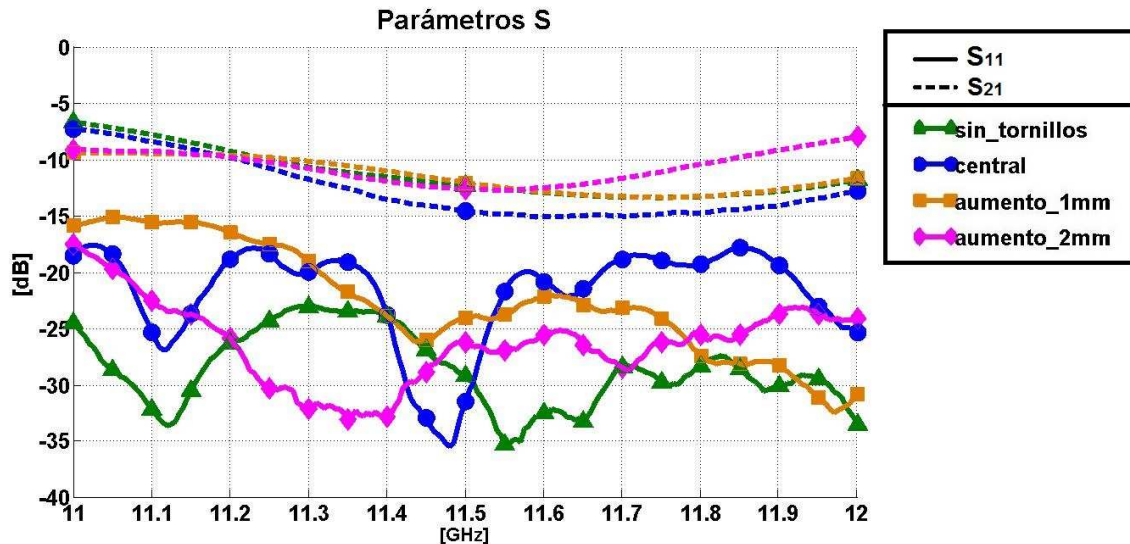
**Figura 6.13 Diagrama de radiación normalizado a  $f=12\text{GHz}$**

En el extremo superior de la banda se observan cambios en los lóbulos secundarios para todas las medidas realizadas. Sin embargo, sólo para este caso, cuando se introducen 2 mm más de las posiciones iniciales los lóbulos secundarios aumentan con respecto a los anteriores sin llegar al nivel de la situación donde hay tornillos.

A esta frecuencia para disminuir los lóbulos secundarios se descartaría penetrar el tornillo 2 mm respecto a los casos iniciales. Además se observa una clara variación del nivel de ganancia respecto a las situaciones iniciales. A la vista del resultado obtenido parece que esta situación se asemeja con la Figura 5.26, donde los tornillos penetran 3 mm respecto de las posiciones iniciales.

Sin embargo, introducir los tornillos 1 mm adicional (“aumento\_1mm”) sí que produce una caída de lóbulos secundarios de unos 6 dBs, aproximadamente. Por tanto, para los diagramas a 12 GHz también se consigue una reducción del nivel de lóbulos secundarios, aunque con un rango físico de penetración de los tornillos ligeramente menor.

Hasta aquí se ha observado el comportamiento en radiación que tiene la estructura, pero también hay que realizar un estudio sobre los parámetros de transmisión y reflexión para poder determinar de una manera clara si la estructura es eficaz para aquello para lo que se ha diseñado.



**Figura 6.14** Parámetros de transmisión y reflexión medidos para una estructura de 19 elementos contraheados.

En la gráfica se observan los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{21}$  que se representan con líneas continuas y discontinuas respectivamente. En el apartado anterior se ha visto que las simulaciones se encontraban adaptadas en toda la banda, lo que concuerda con la medida realizada. Es cierto que los niveles de reflexión medidos se encuentran por encima de las simulaciones realizadas aunque se siguen encontrando por debajo de -15 dB prácticamente en toda la banda lo cual se consideran resultados buenos. A medida que se introducen los tornillos esta reflexión va aumentando respecto del caso inicial. Cuando se introducen 2 mm los tornillos, se observa una resonancia a la frecuencia de trabajo, esta posición en concreto puede determinarse como un caso especial de estudio puesto que luego esa situación no se mantiene a medida que aumenta el tornillo sino que aumenta de nuevo la reflexión.

En términos de transmisión estas medidas son equivalentes a las simuladas. Se aprecian, aproximadamente, niveles similares de desaprovechamiento de potencia, que ronda el 10 o el 5%. Destacar que, la caída de ganancia de la configuración “aumento\_2mm” a 12 GHz se ve reflejada en el parámetro  $S_{21}$  con un aumento significativo del mismo.

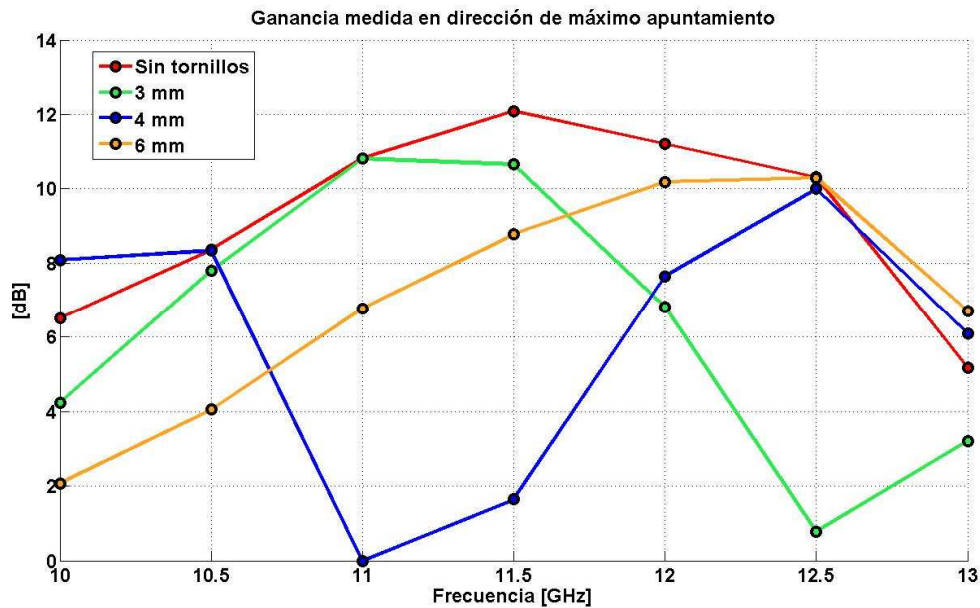
A la vista de los resultados obtenidos en términos de radiación, a la frecuencia de trabajo las deducciones realizadas mediante simulación se corroboran en la medida ya que los efectos son prácticamente los mismos. Además se ha observado que esta antena con elementos de sintonía también puede trabajar a las frecuencias extremo dentro de la banda estudiada (11-12GHz). En términos de parámetros S, también se ha observado un comportamiento aceptable en toda la banda.

### **6.3 Array de 10 elementos colocados en línea ( $0.75\lambda_g$ ) con tornillos de sintonía**

El siguiente paso es colocar el circuito impreso con las 10 ranuras en línea sobre la pieza metálica de guía de onda para comprobar si los efectos deducidos en simulación se equivalen

a los obtenidos en la medida. Tal y como se detalló en el apartado 5.4.2, se han realizado las medidas en una banda más ancha (10-13 GHz) para observar el comportamiento de la antenna.

De esta forma, se pasa a medir niveles de radiación en la cámara anecoica. El objetivo principal conseguido en simulación fue un aumento de la ganancia máxima de la antenna a diferentes frecuencias en función de la longitud de penetración de los tornillos de sintonía. Por ello se ha decidido realizar una gráfica donde se muestre la ganancia medida en dirección de máximo apuntamiento (ya que el diagrama se desapunta en frecuencia por ser un array de onda progresiva) de cada caso para comprobar si, efectivamente, este hecho se produce.



**Figura 6.15 Ganancia medida en dirección de máximo apuntamiento para el array de 10 elementos.**

En teoría debería observarse un aumento del nivel de ganancia a diferentes frecuencias en función de la configuración establecida pero eso no ocurre. Sí que se aprecia que el máximo nivel de ganancia se desplaza en frecuencia en función de la configuración de tornillos pero, en general, no supera en nivel de ganancia ofrecido por la configuración inicial. Únicamente, se aprecia un aumento de unos 2 dB de ganancia para las frecuencias de 10 y 13 GHz utilizando las configuraciones “4 mm” y “6 mm”, respectivamente.

En la frecuencia 10.5 GHz y 12.5 GHz debería verse un cambio notable debido a que para ciertas posiciones de tornillos (“3 mm” y “6 mm” respectivamente) tienen su máximo de transmisión, por lo que la ganancia debería aumentar en gran medida según las simulaciones.

Con motivo de realizar un análisis más exhaustivo de los resultados obtenidos para cada frecuencia presentada, a continuación se muestra los parámetros S de cada configuración. El coeficiente de transmisión ( $S_{21}$ ) puede proporcionar una idea de cuál es el nivel de potencia radiada por la antenna.



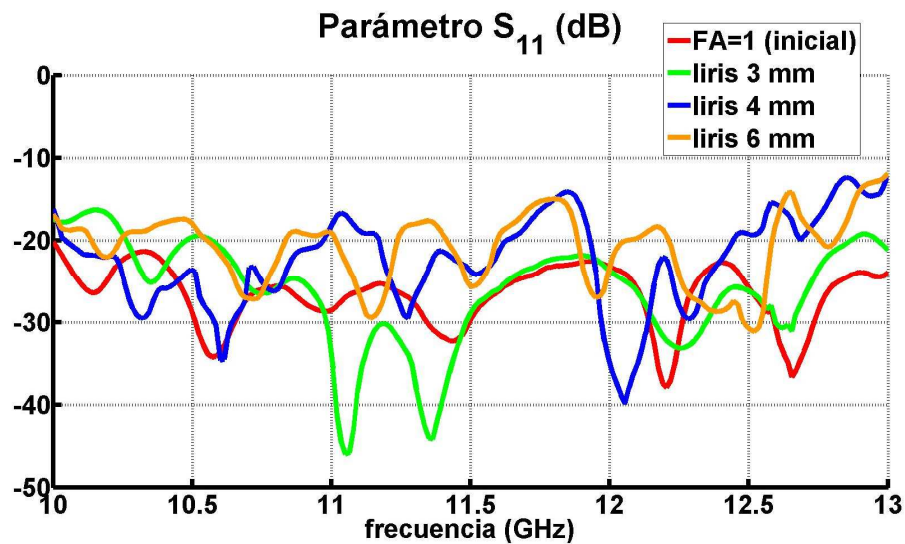


Figura 6.16 Parámetro  $S_{11}$  medido de la antena del array de 10 elementos

La primera gráfica representa los parámetros de reflexión para todas las situaciones definidas. Se ha decidido aumentar la banda de trabajo de 10-13GHz y, aun así, la situación inicial de la estructura se encuentra en reflexión por debajo de -20 dB en toda la banda. A medida que se introducen los tornillos cabría esperar, dado el análisis realizado en puntos anteriores que a medida que los tornillos se introduzcan el acoplo aumenta y la reflexión también. Sin embargo, se consigue obtener una adaptación en toda la banda por debajo de -15 dB en todas las situaciones. Esto a priori, puede conllevar obtener los resultados en ganancia obtenidos pero, para poder concluir esto se debe estudiar el parámetro de transmisión  $S_{21}$  el cual se muestra a continuación.

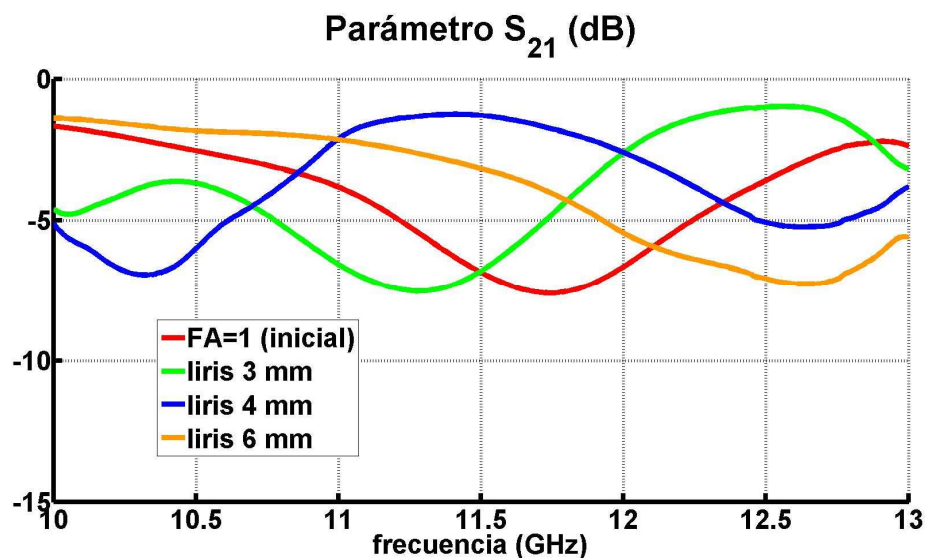


Figura 6.17 Parámetro  $S_{21}$  medido de la antena del array de 10 elementos

Según lo estudiado en simulación para los diferentes casos establecidos, en la situación inicial debería observarse un mínimo a la frecuencia de trabajo ya que eso, teóricamente debería proporcionar un aumento de la radiación. A la vista de los resultados obtenidos se puede concluir que efectivamente, según la forma de la gráfica se obtiene un mínimo a la frecuencia de trabajo por lo que la antena en ese punto tiene mayor ganancia.

Siguiendo este razonamiento y observando las medidas anteriores, cuando los tornillos se introducen 3 mm la antena se comporta mejor a frecuencias bajas, lo cual concuerda con esta gráfica dado que su máximo se produce a frecuencias altas. En contraposición, cuando se introducen los tornillos 6mm el máximo de acoplo y por tanto debería de producirse una ganancia más alta. Concuerda con esta gráfica puesto que el máximo se produce a frecuencias altas.

Ahora se pasa a analizar conjuntamente tanto la gráfica de ganancia máxima de la antena (Figura 6.15) como la del coeficiente de transmisión o parámetro  $S_{21}$  (Figura 6.17) para cada una de las frecuencias de interés.

Para frecuencias bajas (10 GHz y 10.5 GHz), según los efectos estudiados, cuando se introducen 4 mm los tornillos debería de producirse un aumento de la ganancia porque existe máxima transmisión (Figura 6.17). Sin embargo este efecto no se obtiene. En el caso de  $l_{iris}=6\text{mm}$ , sí se observa el mínimo de ganancia, lo cual concuerda con lo visto anteriormente donde al introducir el tornillo  $l_{iris}=6\text{mm}$  funcionaba mejor la antena a frecuencias altas por tener su máxima transmisión en esos puntos.

A frecuencias altas ( $f=12.5\text{GHz}$ ), debería de ocurrir el caso contrario, es decir, introduciendo los tornillos una mayor longitud debería aparecer un máximo de ganancia por encima de las situaciones iniciales. Este efecto no se ha conseguido puesto que se queda en niveles de ganancia iniciales. Sin embargo, el parámetro  $S_{21}$  sí refleja un nivel de transmisión mínimo a dicha frecuencia para la configuración de 6 mm, lo que indica que la antena está radiando mayor cantidad de señal.

En el caso de los extremos y la frecuencia central la situación es bastante similar, se observan variaciones de ganancia pero el problema es que en todos los casos la ganancia disminuye cuando teóricamente debería de aumentar.

En definitiva, para esta antena no se ha conseguido replicar los efectos de aumento de ganancia obtenidos en simulación. El coeficiente de transmisión medido muestra un mínimo de potencia transmitida a diferentes frecuencias en función de la configuración de tornillos establecida. Esto muestra que, en este estado, la cantidad de señal radiada es mayor. Sin embargo, dicho aumento no se ve reflejado en la ganancia máxima de la antena.

## **6.4 Conclusiones de las medidas realizadas**

En este punto se ha desarrollado el proceso de fabricación de una antena de array, tanto para 10 como para 19 elementos. El primer beneficio que se encuentra es que ambos casos tienen el mismo tamaño de circuito impreso por lo que con una sola estructura de alimentación en guía de onda, con los mismos tornillos de sintonía, se ha podido determinar el comportamiento de las mismas. Se han realizados dos diseños:

- Array de 10 elementos en línea a una distancia  $0.75\lambda_g$
- Array de 19 elementos contrapeados a una distancia  $0.375\lambda_g$

El primero de ellos ha permitido utilizar la antena en una banda de frecuencias más alta de la simulada previamente obteniendo niveles de adaptación y transmisión buenos. Se ha modificado la ganancia de la misma aunque no se ha conseguido aumentarla desde la inicial.

Esto se ha conseguido gracias a los tornillos puestos que, dependiendo de la cantidad de tornillo que se introduzca funciona de una manera u otra a diferentes frecuencias.

El efecto más notable ha sido en el diseño del array con 19 ranuras contrapeadas. En él, con diferentes penetraciones de tornillos, se ha conseguido bajar el nivel de lóbulos secundarios sin que disminuya con ello la ganancia.

En el caso de introducir 2 mm más la cantidad inicial de los tornillos, en la medida se ha observado un comportamiento en alta frecuencia en el cual la ganancia disminuía al igual que los lóbulos secundarios. Este comportamiento se asemeja más al que tenía en simulación el apartado donde los tornillos se introducían 3 mm más de las posiciones iniciales.

En ambos casos se ha conseguido mantener una buena adaptación de la antena consiguiendo resultados notables para un ajuste fino de la estructura ya que las medidas realizadas concuerdan con las situaciones simuladas previamente.





## **7 Conclusiones y trabajo futuro**



## 7.1 Conclusiones

El objetivo de este proyecto fin de carrera ha sido el diseño, caracterización y medida de un array lineal de ranuras longitudinales al cual se le han añadido tornillos de sintonía para intentar modificar las características de la misma.

Durante este documento se han ido desarrollando todos y cada uno de los puntos seguidos a la hora de conseguir el objetivo propuesto. Primero se diseñó un elemento con una sola ranura longitudinal, dos tornillos en una cara lateral y uno en la cara lateral opuesta. Con esta configuración se consiguió variar el nivel de acoplo en varios dB, de tal manera que, con tres ranuras en diferentes posiciones se conseguía obtener un rango de acoplo mucho más amplio.

Tras el diseño del elemento unitario, se realizó la fabricación del mismo para poder observar si los efectos obtenidos en simulación se contemplaban en la fabricación. Con las medidas realizadas se comprobó que, efectivamente, los efectos vistos en simulación se reflejaban en el prototipo construido por lo que se pasó a desarrollar un array lineal.

A la hora de desarrollar el array lineal se decidió considerar un número de ranuras alto ya que, por sí misma, la ranura longitudinal no tiene un gran nivel de acoplo. Tras los diferentes estudios se decidió realizar dos circuitos impresos diferentes para poder estudiar los diferentes efectos.

En el primer caso se decidió realizar un banco de ranuras de 19 elementos contrapeados a  $0.375\lambda$  de tal manera que, aunque el array estuviese desapuntado unos  $15^\circ$  disminuyera el margen visible y por tanto el grating lobe manteniendo una adaptación a la entrada de la estructura muy aceptable. Con esta configuración y los tornillos centrales de sintonía se consiguió modificar el diagrama de radiación en términos de lóbulos secundarios ya que, al introducir estos una cantidad determinada no muy alta (alrededor de 8mm como máximo), con ello se consiguió disminuir el nivel de lóbulos secundarios de la estructura alrededor de 10 dB, lo cual se considera un situación satisfactoria.

En el segundo caso, se diseñó un banco de 10 ranuras colocadas en línea a una distancia de  $0.75\lambda$ . Con esta configuración se mejora la adaptación de la estructura aunque seguimos obteniendo desapuntamiento y grating lobe. Con diferentes posiciones de los tornillos centrales se ha conseguido modificar la ganancia de la estructura en una banda más amplia (10-13 GHz) de la estudiada en un principio (11-12 GHz). Otro de los efectos conseguido con esta configuración es la asimetrización de los lóbulos secundarios del haz principal, que, en caso de haber obtenido errores de fabricación en estos términos, se podrían compensar.

En ambos casos se descartó el uso de la combinación de dos tornillos en la cara lateral ya que se ha observado una fuerte desadaptación de impedancias a la entrada de la estructura, pudiendo deberse a que los tornillos debían penetrar una cantidad demasiado elevada dentro de la guía de onda de alimentación.

Tras el estudio realizado, se considera que los resultados obtenidos han sido útiles y eficaces. Se propuso fabricar ambos diseños para comprobar una vez más si estos efectos se cumplen experimentalmente. Otro beneficio de estas configuraciones ha sido que solo se ha

necesitado una estructura metálica de alimentación ya que los circuitos impresos eran del mismo tamaño. Con ello se ha conseguido economizar recursos.

Tras la fabricación y medida se comprobó para la estructura de 19 elementos que, efectivamente, la penetración de los tornillos en una cantidad moderada disminuía el nivel de lóbulos secundarios. En el caso de introducir 2 mm más (respecto a la cantidad inicial) los tornillos se observó un comportamiento en el cual la ganancia disminuía con los lóbulos secundarios. Este comportamiento se observó en simulación cuando se introducían 3 mm respecto de las posiciones iniciales. En todo momento se ha mantenido una buena adaptación.

La estructura de 10 elementos en línea ha permitido utilizar la antena en una banda de frecuencias más ancha obteniendo niveles de adaptación y transmisión aceptables. Se ha conseguido modificar la ganancia pero no se ha conseguido replicar los efectos obtenidos en simulación. El coeficiente de transmisión mostraba nulos que hacían pensar que se obtendrían máximos de ganancia en diferentes frecuencias pero no se ha podido ver reflejado en la dirección de máximo apuntamiento de la antena.

Se ha conseguido obtener un ajuste fino de la estructura con la cual se podrán modificar ciertos aspectos de las antenas sin tener que rediseñarla por completo. En uno de los casos (10 elementos) se ha conseguido obtener un array con un buen funcionamiento en una banda más ancha de la esperada (10 - 13 GHz) donde se puede modificar el nivel de ganancia así como conseguir la asimetrización de lóbulos secundarios en caso de ser necesario. Por otro lado, con la otra estructura (19 elementos) se ha conseguido modificar el nivel de lóbulos secundarios. Todo ello con una adaptación buena en toda la banda de trabajo (11 – 12 GHz).

## **7.2 Trabajo futuro**

En este punto se van a considerar diferentes opciones para mejorar la estructura así como las líneas principales de trabajo futuro derivadas de este trabajo:

- Lo primero sería estudiar porque en el array de 10 elementos no se ha podido aumentar la ganancia respecto del caso inicial como se ha visto en simulación.
- Otro de los puntos a estudiar sería realizar un estudio más exhaustivo sobre el array y la combinación de dos tornillos. No se han podido obtener efectos beneficiosos para esta combinación pero, dado que en el elemento unitario se obtuvieron resultados bastante buenos, se debería realizar otro estudio para poder concretar si tienen algún efecto.
- El tamaño de las ranuras es otra de las opciones a modificar. Se obtuvo la longitud de la ranura resonante en el centro, y con ella se ha trabajado durante todo este documento. Sin embargo, sería bueno estudiar, para otras posiciones en la guía de onda, cuál sería su longitud resonante en esos puntos y trabajar con ellos para determinar si, con ello, los efectos obtenidos aquí puede verse agravados o bien determinar mayores efectos.
- Por último, se propone el uso de tornillos de sintonía en otro tipo de elementos como parches radiantes alimentados por guía de onda.

## Referencias

- [1] Proyectos Fin de Carrera de Pablo Sánchez Olivares, Javier Hernández Ortega, Sergio Casas Olmedo, Eva Morodo Lasa, Pedro Millán. EPS UAM.
- [2] Constantine Balanis, "Antenna Theory. Analysis and Design". 2005 John Wiley & Sons.
- [3] Reuven Shavit, LineLev Pazin, Yaniv Israeli, Michael Sigalov, and Yehuda Leviatan, "Dual Frequency and Dual Circular Polarization Microstrip Nonresonant Array Pin-Fed From a Radial Fellow", 2005.
- [4] J. L. Masa-Campos, S. Klinger, and M. Sierra-Pérez, "Parallel plate patch antenna with internal horizontal coupling lines and mode excitation," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 57, no. 7, pp. 2185–2189, Jul. 2009.
- [5] David K. Cheng, "Fundamentos de electromagnetismo para ingeniería". Addison Wesley, 1997
- [6] José Luis Masa Campos, Jorge Alfonso Ruiz Cruz, "Antenas y circuitos de alta frecuencia", 2009. Asignatura de máster impartida en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid.
- [7] Raymond Tang, "A Slot with Variable Coupling and Its Application to a Linear Array", 1960.
- [8] D. M. Pozar, Microwave Engineering. John Wiley & Sons Inc, 2005.

## **A Calibración TRL**

# **Calibración del analizador de redes para guía de onda WR-90**

---

**Autor:** Javier Hernández Ortega

### ***Motivación e introducción a la calibración:***

Las guías de onda son el método más usado a la hora de transportar señales de alta frecuencia debido a sus bajas pérdidas. A dichas frecuencias, las líneas de transmisión tradicionales como los cables coaxiales presentan una gran atenuación.

Existen otras alternativas como la alimentación microstrip, pero las guías de onda presentan menores pérdidas a altas frecuencias, además, al ser un medio cerrado, evita que existan interferencias en los campos debidas otros objetos, al contrario de lo que ocurre en los sistemas de transmisión abiertos. Debido a ello, son usadas ampliamente para la comunicación de los sistemas de alimentación con sus antenas correspondientes.

Para comprobar que el proceso de alimentación se lleva a cabo de manera correcta, se hace necesaria una calibración precisa y de calidad a la hora de medir la señal transmitida por una guía de onda. La mayoría de los analizadores de redes comerciales sólo presentan puertos con conectores coaxiales, lo que hace necesario el uso de adaptadores coaxial-guía para poder realizar las mediciones. Estos conectores no son perfectos, presentan pérdidas y, sobre todo, reflexiones que hacen que las medidas finales presenten un importante rizado, inaceptable si se quiere mantener una precisión alta.

La calibración del analizador de redes con los adaptadores ya conectados a sus puertos puede solucionar en gran medida los rizados, y hacer que los resultados obtenidos no estén sujetos a grandes errores, pero para ello se debe contar con un kit de calibración para guía de onda.

En este caso en concreto, el analizador de redes utilizado es el Agilent E5071C, y el kit de calibración de guía de onda es el Maury Microwave X7007H para WR-90.

Se ha decidido realizar una calibración TRL (Thru, Reflect, Line) ya que el kit disponible posee los elementos necesarios para la misma. Este tipo de calibración sólo suele usarse en casos que requieren gran precisión y en los que la tecnología de los conectores (coaxial, guía de onda...) no es igual entre el analizador y el sistema a medir (como es el caso que nos ocupa).

Entre las principales ventajas de la calibración TRL destacan los buenos resultados que alcanza en sistemas en los que no es fácil colocar una carga adaptada, y que no se

necesita mucha precisión a la hora de realizar los elementos del kit, sino que estos aseguren una buena repetitividad.

La calibración TRL se compone de la medición de un "**Thru**" o conexión entre ambos puertos, "**Reflect**" o gran reflexión en cada puerto, y por último "**Line**": otro "thru" con una línea de longitud efectiva conocida, típicamente  $\lambda/4$ , de por medio. Mediante estas medidas, el analizador consigue calcular los parámetros S incluyendo los adaptadores en la red. Las ecuaciones que sigue para realizar el proceso son las siguientes:

Medida	Reflexión 1	Reflexión 2	Transmisión 1-2
Conexión (Through)	$S_{11}^M = S_{11}^E + S_{44}^E \frac{S_{31}^E S_{24}^E}{1 - S_{33}^E S_{44}^E}$	$S_{22}^M = S_{22}^E + S_{33}^E \frac{S_{31}^E S_{24}^E}{1 - S_{44}^E S_{33}^E}$	$S_{21}^M = \frac{S_{31}^E S_{24}^E}{1 - S_{33}^E S_{44}^E} + S_{21}^E$
Reflexión (Reflect- $\Gamma$ )	$S_{11}^M = S_{11}^E + \Gamma \frac{S_{11}^E S_{31}^E}{1 - \Gamma S_{33}^E}$	$S_{22}^M = S_{22}^E + \Gamma \frac{S_{22}^E S_{33}^E}{1 - \Gamma S_{44}^E}$	$S_{21}^M = S_{21}^E$
Línea (Line - $kL$ )	$S_{11}^M = S_{11}^E + S_{44}^E \frac{S_{31}^E S_{31}^E}{e^{j\mu L} - S_{33}^E S_{44}^E}$	$S_{22}^M = S_{22}^E + S_{33}^E \frac{S_{24}^E S_{24}^E}{e^{j\mu L} - S_{33}^E S_{44}^E}$	$S_{21}^M = \frac{S_{31}^E S_{24}^E}{e^{j\mu L} - S_{33}^E S_{44}^E} + S_{21}^E$

Tabla 13.3.—Ecuaciones de calibración con Through-Reflect-Line.

### Proceso de calibración:

#### 1. Importar los datos del kit de calibración.

Si no se ha realizado antes ninguna calibración con este kit, deben importarse todos los parámetros del mismo al analizador para crear un perfil del kit de calibración.

Este paso es muy sencillo, simplemente se debe introducir en el analizador la memoria USB que se encuentra en la caja del kit. Después se debe ir al menú de calibración (botón Cal) y una vez dentro de la pantalla en la que se debe seleccionar qué kit se quiere utilizar, se debe elegir una ranura vacía. El siguiente paso es pinchar en la opción "Import kit definition" donde se seleccionará el archivo con las definiciones de los parámetros para el kit a utilizar. Por último se puede guardar el kit definido con un nombre que lo identifique claramente.

Una vez realizado este proceso ya se podrá elegir el modelo del kit entre los disponibles en el analizador cada vez que desee utilizarse, sin necesidad de repetir la importación.

#### 2. Calibración TRL.

Antes de realizar los siguientes pasos, se deben haber conectado los adaptadores coaxial-guía al analizador de redes y entrado en el menú de "2 Port TRL-Cal" dentro del menú de calibración del analizador:

##### a. Medida del Thru.

Se deben conectar ambos adaptadores entre sí directamente. Para ello se disponen de unos pequeños "pinchos" o varillas que se encuentran en una bolsita dentro del kit de calibración. Estas varillas se pueden introducir en unos orificios presentes en los adaptadores para conseguir que no se separen. Un ejemplo de este montaje sería el de la siguiente fotografía:



Una vez se ha conseguido montar la estructura, se presiona la opción "Thru" en la pantalla del analizador.

b. Medida del Reflect.

El elemento del kit utilizado en este caso es el short, que está diseñado para reflejar toda la potencia recibida por el puerto en el que se conecte. Puede verse en la siguiente imagen:



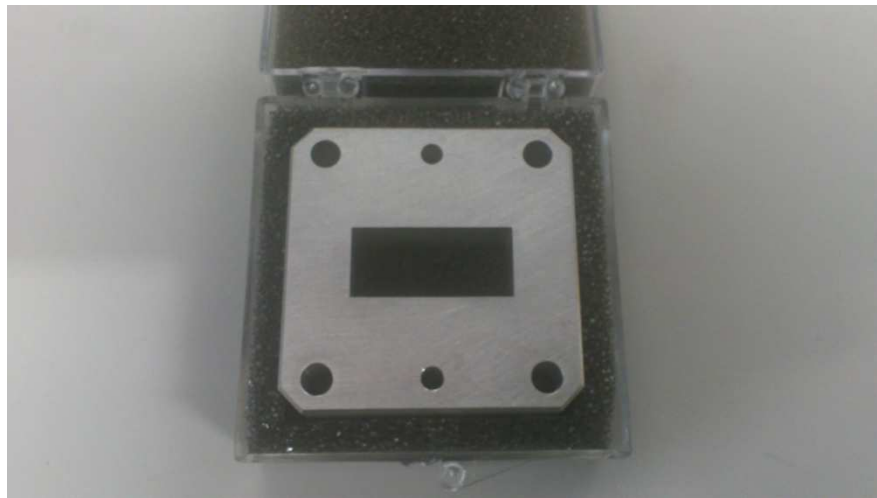


Deberá conectarse a cada puerto, utilizando tornillos para fijarlo, y una vez conseguido, se podrá pulsar la opción "Reflect" del puerto correspondiente.



c. Medida del Line.

En este caso se deberá realizar un montaje similar al thru pero con la guía de longitud  $\lambda/4$  que se incluye en el kit:



Fijándola una vez más con las varillas y los tornillos, se debe conseguir un montaje como el siguiente:



Finalmente se puede proceder a pulsar la opción "Line->Ports 1-2" en la pantalla del analizador.

Para terminar la calibración, sólo faltaría pulsar la opción "Done". Esta puede guardarse en la memoria del analizador vectorial para su uso en otras ocasiones sin tener que repetir todo el proceso. Sin embargo, se recomienda realizar siempre la calibración antes de realizar medidas.

***Bibliografía:***

[1] José Miguel Miranda Pantoja. Ingeniería de Microondas: técnicas experimentales. 2001



## ***B Medidas en la Cámara Anecoica***

El grupo RFCAS de la Escuela Politécnica Superior (UAM) dentro del cual se ha desarrollado este PFC, dispone de una cámara anecoica propia de reciente construcción (año 2012), destinada a la medida de antenas y otros elementos en el campo de la radiofrecuencia. El significado del nombre de la cámara “anecoica” proviene de su denominación en inglés anechoic (“an – echoic”), es decir, sin ecos, ya que intenta eliminar las reflexiones de señal en sus paredes interiores.

La cámara está diseñada para medir componentes que funcionen en el rango de 2 GHz a 40 GHz, aunque actualmente sólo está operativa para medidas hasta los 20 GHz debido a las limitaciones del analizador de redes utilizado.

La estructura está compuesta por dos partes diferenciadas. La exterior es una Jaula de Faraday, necesaria para evitar en la medida de lo posible las interferencias con campos electromagnéticos procedentes del exterior de la cámara. La parte interior de la jaula está recubierta de material absorbente de radiación en el rango de frecuencias de funcionamiento, destinado a evitar reflexiones de señal.

### **Elementos de la cámara anecoica y asociados:**

#### **Recubrimiento externo:**

El esqueleto externo de la cámara anecoica es una Jaula de Faraday. El objetivo de este tipo de estructura es anular en su interior los campos electromagnéticos procedentes de fuentes externas.

Un campo eléctrico exterior a la caja polarizará positivamente la cara externa del material conductor en el sentido del campo y negativamente en el sentido contrario al campo. Dado que el conductor se ha polarizado, producirá en su interior un campo electromagnético de la misma magnitud y sentido contrario al externo, que al superponerse a este hará que el campo neto dentro de la caja sea 0.



Este mismo principio de funcionamiento se utiliza en los hornos microondas para evitar que la radiación de microondas salga al exterior y haga hervir todo su entorno.

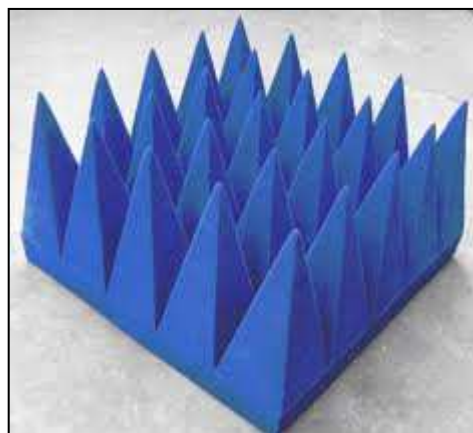
#### Material absorbente piramidal:

El material absorbente se utiliza para revestir las paredes interiores de la Jaula de Faraday y su función es evitar reflexiones indeseadas que puedan afectar a la toma de medidas. Existen dos tipos diferentes de materiales absorbentes:

**De ferrita:** El revestimiento absorbente en este caso se compone de materiales dieléctricos mezclados con ferrita, un **material magnético**. Su función es absorber energía electromagnética en ángulos amplios en una gran gama de frecuencias. La absorción se realiza mediante la conversión del campo incidente en calor mediante la vibración de los átomos de ferrita, que es disipado al medio. Una aplicación de este tipo de material es por ejemplo en la pintura de aviones invisibles a los radares como por ejemplo los F-117.



**Piramidal:** Son compuestos absorbentes con forma de pirámide de punta completa o truncada. Su material suele ser una espuma de uretano ignífuga con carbón negro en la punta de la pirámide. Las dimensiones de las pirámides (distancia punta a base y tamaño de la base) depende del rango de frecuencias en el que se requiera la absorción. La absorción de la señal se consigue en este caso mediante la atenuación debida al scattering y la absorción del propio material. Su uso se suele combinar con el de paneles de ferrita. En el caso concreto de la cámara de RFCAS se utiliza este tipo de material.



#### Analizador de redes vectorial Agilent E5071C (VNA):

Un analizador de redes vectorial es un instrumento que se utiliza para medir magnitudes como la reflexión, la transmisión, la ROE y otras propiedades de redes eléctricas. En el caso de la medida en la cámara anecoica se utiliza para calcular los parámetros de dispersión (parámetros S) que sirven para conocer cuánta señal se transmite a la antena sonda en cada posición de la antena a medir. De esta manera se calcula luego mediante software el diagrama de radiación de la antena fuente.

La diferencia entre un analizador de redes vectorial (VNA) y uno escalar (SNA) reside en que mientras que el primero es capaz de medir los parámetros en amplitud y en fase, el segundo sólo puede hacerlo en amplitud.



El modelo disponible funciona en el rango de frecuencias entre 300 KHz a 20 GHz.

#### Kit de calibración del analizador de redes:

- Agilent 85052D 3.5mm Economy Calibration Kit:

Es un kit de calibración en tecnología coaxial. Se ha venido utilizando de manera extensa en otros proyectos de RFCAS con resultados fiables y con alta repetitividad.

-Maury Microwave X7007H para WR-90

Este tipo de kit se utiliza para aplicaciones en las que la estructura a medir en el analizador tiene puertos realizados en guía de onda mientras que el analizador tiene los suyos en tecnología coaxial. Realizando una calibración con este tipo de kit, se consigue eliminar de los resultados el efecto que introducen los adaptadores necesarios para su conexión.

#### Cables de medida flexibles Agilent 85131F:

Son dos cables de alta calidad con terminación en conector coaxial que se utilizan para conectar la antena a medir y la antena sonda con el analizador de redes. Su rango de funcionamiento va desde DC hasta 27 GHz.



### Nivel digital:

Instrumento de alta precisión usado para el correcto montaje y alineamiento de las antenas en la cámara anecoica.



### Sistema de medida de antenas DAMS 6000:

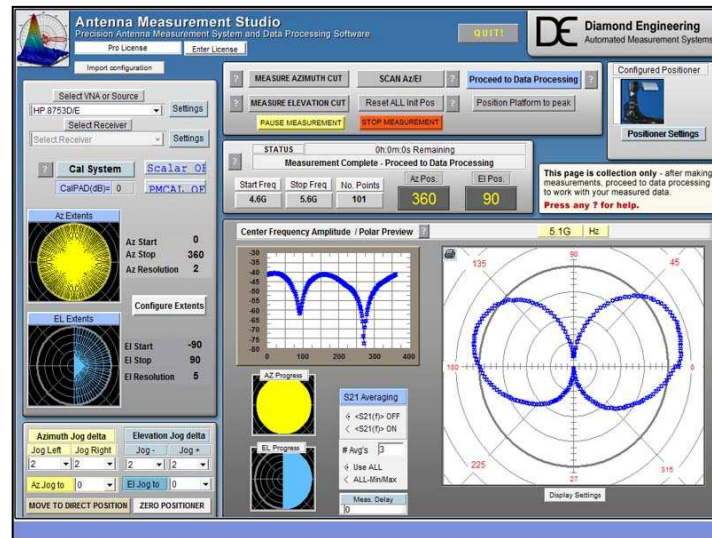
Está formado por una plataforma en la que se monta la antena que se quiere caracterizar y una controladora hardware para poder controlar el movimiento de la misma. El paquete del sistema también contiene otros elementos útiles como cables de RF y herramientas para el montaje.



### Software Antenna Measurement Studio:

Este software se encarga de controlar todo el proceso de medida del diagrama de radiación de la antena fuente. Por un lado controla el movimiento de la plataforma giratoria

mientras que por otro se comunica con el analizador de redes para la toma de medidas. Una vez realizado todo el barrido, se encarga de procesar las medidas y ofrecer el resultado.



### Amplificadores Mini-Circuits ZX60-24-S+:

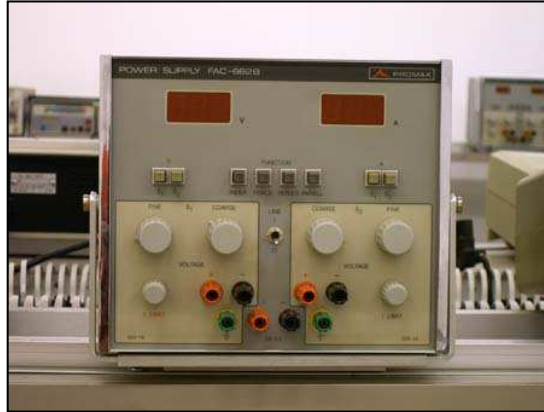
Son amplificadores de potencia que funcionan en el rango de 5 GHz a 20 GHz. Realizan la amplificación de la señal a la salida y a la entrada del analizador de redes. Son necesarios debido a las pérdidas que se producen en las antenas, los cables y la propia cámara anecoica.



### Fuentes de alimentación PROMAX FAC-662B:

Se emplean para alimentar los amplificadores. Ofrecen un voltaje máximo de 30 V con corriente de 1 A.





### Antenas sonda (antenas de bocina):

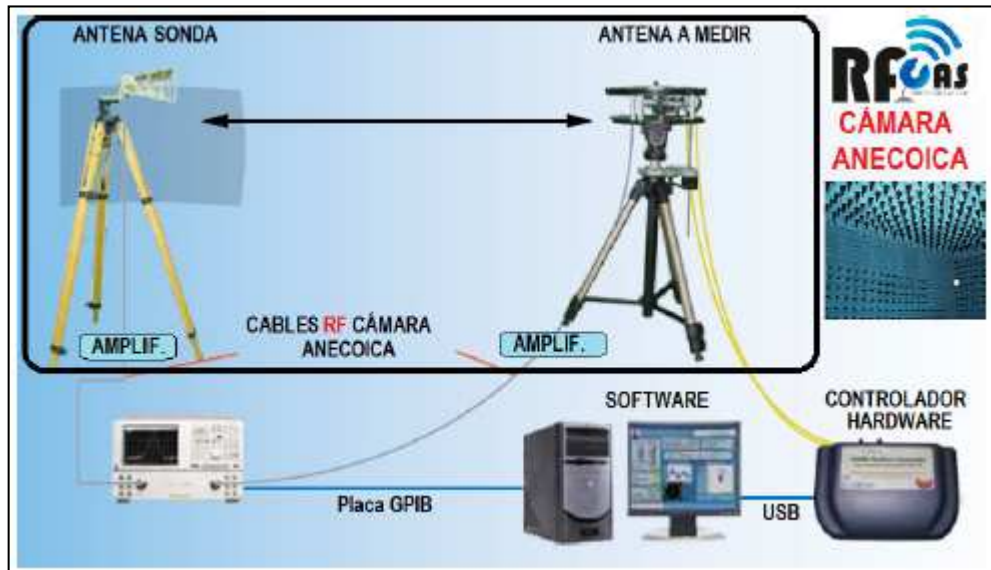
La antena sonda se coloca en la cámara anecoica sirviendo para la medida de las características de otra antena que trabaja en su misma banda de frecuencias. Sus propiedades, como por ejemplo el diagrama de radiación, deben conocerse con exactitud para que los resultados sean fiables, ya que deben sustraerse sus efectos sobre las medidas. Debido a ello se utilizan antenas de bocina, que son muy direccionales y fáciles de caracterizar.



La antena que se ha utilizado en este caso es una bocina piramidal que trabaja en la banda de 8 GHz a 12 GHz. En ocasiones puede ser necesario utilizar más de una antena sonda, combinando sus resultados, para cubrir todo el rango de frecuencias de la antena a medir.

### Montaje:

Se deben combinar todos los componentes descritos con anterioridad en un montaje similar al de la figura:



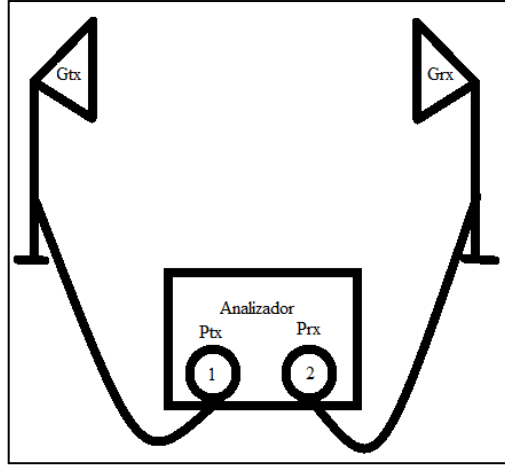
Para la conexión de las antenas sonda y fuente con los amplificadores o los analizadores de redes directamente (depende del caso), se necesitarán transiciones de guía de onda a coaxial en el caso en el que su tecnología de la antena sea la guía de onda. En el caso concreto de este PFC la sonda es una bocina con entrada directa en guía y la antena a medir es una antena de ranuras con estructura de alimentación en guía de onda, por lo tanto se hace necesario utilizar las transiciones.

### **Procedimiento de medida:**

- 1) Se selecciona la sonda a utilizar y se coloca en la cámara según la polarización a medir (vertical u horizontal).
- 2) Posicionar la antena a medir en la cámara y alinearla con la sonda utilizando el nivel y el medidor láser.
- 3) Configurar el analizador de redes: Se debe seleccionar el rango de frecuencias a medir, número de puntos, parámetro S a medir. Se debe tener en cuenta el montaje de las antenas y qué se quiere medir a la hora de elegir entre el parámetro  $S_{21}$  y  $S_{12}$ .
- 4) Iniciar el software de medida y el controlador hardware: Se debe seleccionar el tipo de analizador, el plano en el que se desea realizar la rotación de la estructura y el número de posiciones de la rotación. Una vez realizado esto se puede iniciar el proceso de medida (con las puertas de la cámara cerrada).

El software realiza la medida para todo el rango de frecuencias al mismo tiempo, lo cual acorta el proceso de medida notablemente. Una vez finalizado, presenta el diagrama de radiación de la antena y permite exportarlo a un fichero para su posterior análisis.

A la hora de obtener la distribución espacial del diagrama de radiación es suficiente con realizar el montaje y la medida directamente. Sin embargo, si se quiere obtener el valor real de ganancia de la antena, se debe realizar un cálculo en el que se ven involucradas la potencia transmitida, la potencia recibida, las pérdidas (montaje y espacio libre) y la ganancia de la antena de bocina.



$$P_{Rx} = P_{tx} + G_{tx} + G_{BOC}$$

$$S_{21} = P_{Rx} - P_{Tx}$$

$$S_{21} = P_{Rx} - P_{Tx} = G_{Tx} + G_{BOC}$$

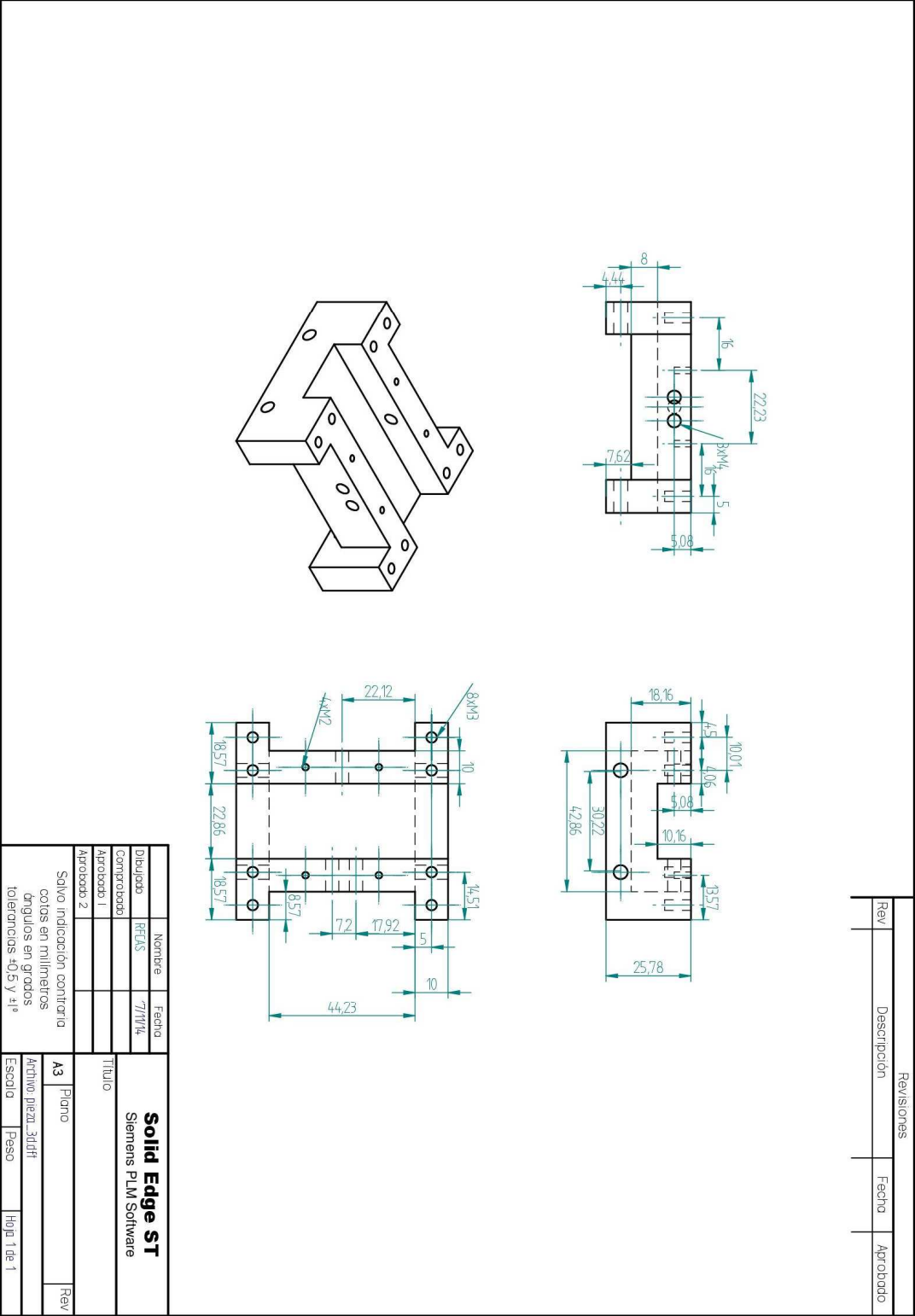
En el laboratorio se dispone de otra antena de bocina (distinta a la utilizada para la medida regular en la cámara anecoica) de la que se conoce con precisión su ganancia. Gracias a este factor, se puede colocar dicha bocina en lugar del array del que se quiere medir la ganancia y mediante similitudes entre los dos enlaces, conseguir conocer la ganancia real de la antena de array a medir.

Teniendo en cuenta el sistema de la figura anterior, se pueden definir los valores de  $S_{21}$  tanto del array como de la bocina calibrada, y a partir de la siguiente igualdad calcular la ganancia del array gracias a que la ganancia de la bocina no calibrada se anula al ser igual en ambos montajes. El hecho de que las pérdidas no estuvieran incluidas en la formulación del sistema tampoco influye debido a que también se anulan.

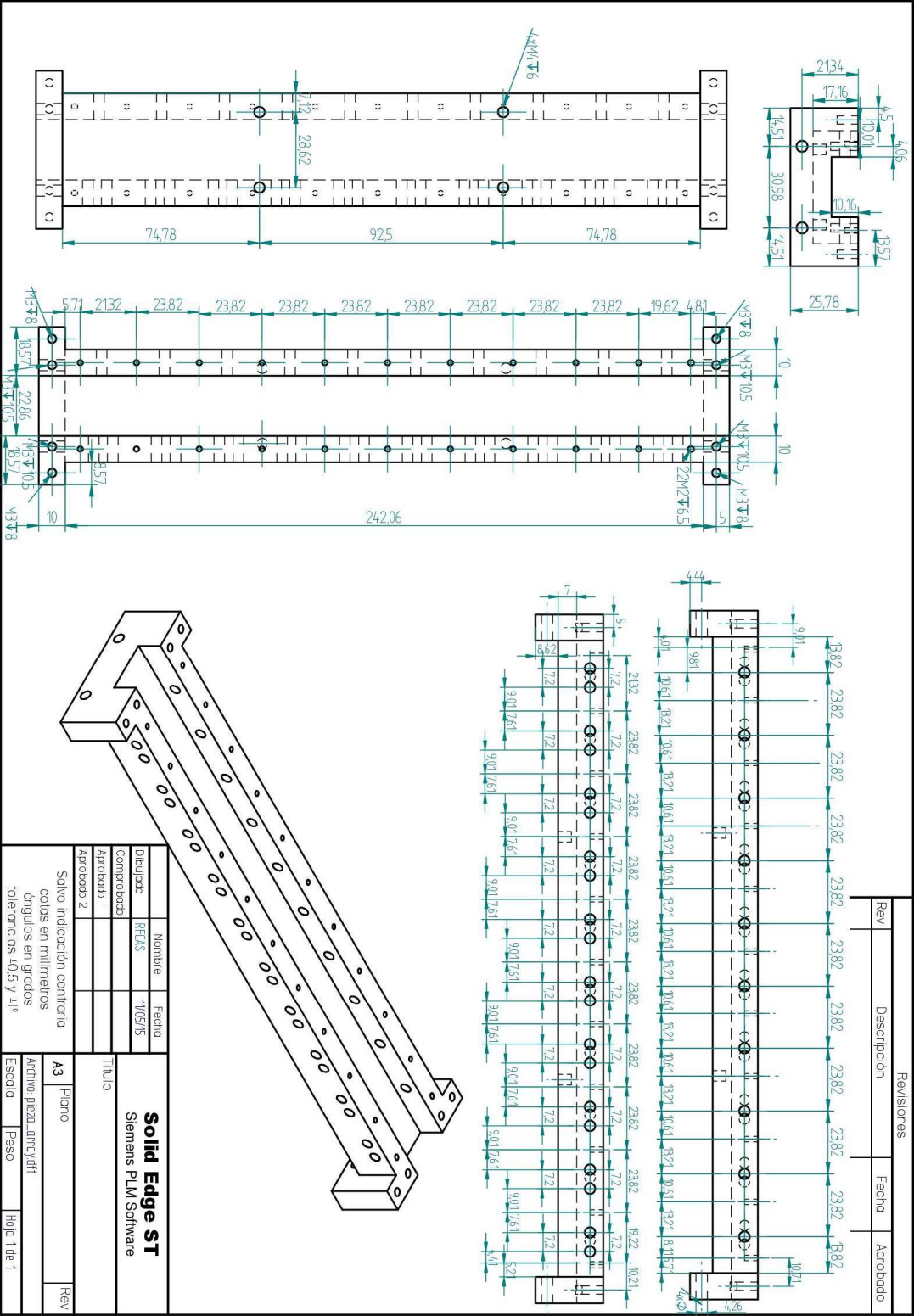
$$G_{array} [dB] = S_{21 \text{ array}} [dB] - S_{21 \text{ boc cal.}} [dB] + G_{boc \text{ cal.}} [dB]$$

C Planos

C.1 Planos del elemento unitario



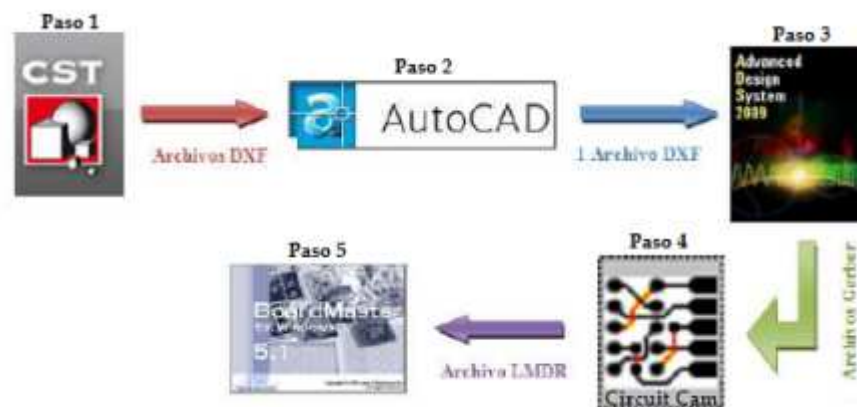
C.2 Plano del array



## D Circuitos impresos

Como ya se ha comentado anteriormente, las características principales de las antenas impresas son su sencillez en la fabricación y su bajo coste. Existen dos métodos diferentes para la construcción de antenas impresas:

- El método químico: consiste en la creación de una máscara que contenga las pistas impresas que debe tener el circuito. Esta máscara se pega a la placa y se introduce en una disolución de cloruro férrico, que reacciona con el cobre y lo elimina solo en las zonas no cubiertas por la máscara.
- El método mecánico: utiliza una fresadora de precisión controlada por un software. La fresadora elimina el cobre con ayuda de los diferentes tipos de herramientas disponibles. Este método tiene la ventaja de ser muy limpio y seguro ya que no se manejan productos químicos. Sin embargo, es menos preciso que el método anterior. La construcción de las antenas de este proyecto se ha llevado a cabo mediante el método mecánico ya que es el más sencillo, es del que se dispone en la Escuela Politécnica Superior y además, los resultados suelen ser bastante satisfactorios. Los pasos a seguir para la construcción de un circuito a partir de un diseño software se describen a continuación.



1. Una vez que el circuito ha sido diseñado electromagnéticamente mediante el software CST Microwave Design Studio (apartado 2.9.1), se deben exportar archivos DXF correspondientes a cada una de las capas que se quieren imprimir sobre el circuito (en este caso tres: plano de masa, pistas y sustrato).
2. Los archivos DXF exportados se combinan en uno solo utilizando el software de dibujo AutoCad (apartado 2.9.4). En este archivo se definen las capas que la fresadora de precisión LPKF ProtoMat S100 (Figura A.2) debe interpretar para su correcto funcionamiento: capa superior, inferior, de corte y taladros si fuera necesario





3. A continuación, es necesario generar los archivos Gerber (uno por cada capa). Para ello, se utiliza el software Advanced Design System (ADS, apartado 2.9.2). El formato Gerber fue creado por Gerber Systems Corporation y es utilizado en la impresión de circuitos impresos.
4. Una vez obtenidos los ficheros Gerber, se utiliza el software CircuitCAM, exclusivo de la fresadora LPKF, que permite a partir de dichos ficheros escoger las herramientas que se van a utilizar en la construcción y la forma de actuar sobre la placa. Para la construcción de las antenas de este proyecto se han utilizado las siguientes herramientas (Figura A.3): o Universal Cutter: usada tanto para marcar el contorno de la antena como para eliminar el cobre de manera precisa. o End Mill RF: usada en la zona de inserción de los filtros debido a su gran precisión en la eliminación de cobre. o End Mill: se utiliza para eliminar el cobre rápidamente de zonas amplias ya que no presentan mucha precisión. o Contour Router: se utiliza para cortar el circuito de la lámina de sustrato con la que se trabaja. o Spiral Drill: es una herramienta de taladro con que se realizan agujeros con diámetros de gran precisión sobre la placa. En este PFC no ha sido necesaria su utilización.



5. Tras pasar por el programa CircuitCam se genera un fichero con extensión LMDR, que se pasa al software Board Master que se encarga de controlar la comunicación entre el ordenador y la fresadora.
6. Una vez obtenida la antena, se suelda el conector SMA siendo el último paso de la construcción. Para el proceso de construcción se ha utilizado el siguiente material:
  - Placas de sustrato TACONIC RF-35 de espesor 0.5 mm.
  - Estación profesional de soldadura.
  - Sistema de realización de prototipos RF: LPKF ProtoMat S100
  - Software de control: CircuitCAM y Board Master.

# **PRESUPUESTO**

## **1) Ejecución Material**

- Compra de ordenador personal (Software incluido)..... 2.000 €
- Alquiler de impresora láser durante 6 meses ..... 50 €
- Material de oficina ..... 150 €
- Material de fabricación de prototipos:
  - Sustrato de circuitos impresos..... 425 €
  - Piezas metálicas a medida..... 410 €
- Alquiler máquina fresadora durante 1 mes..... 4.500 €
- Medidas del analizador de redes durante 30h ..... 1.800 €
- Medidas en cámara anecoica durante 10h..... 1.200 €

Total de la Ejecución de Material.....10535€

## **2) Gastos generales**

- 16 % sobre Ejecución Material ..... 1685.6 €

## **3) Beneficio Industrial**

- 6 % sobre Ejecución Material ..... 632.1 €

## **4) Honorarios Proyecto**

- 2080horas a 15 € / hora..... 31200 €

## **5) Material fungible**

- Gastos de impresión..... 85 €
- Encuadernación..... 20 €

## **6) Subtotal del presupuesto**

- Subtotal Presupuesto..... 44157.7 €

## **7) I.V.A. aplicable**

- 21% Subtotal Presupuesto ..... 9273.12 €

## **8) Total presupuesto**

- Total Presupuesto..... 53430.82 €

Madrid, Julio de 2015  
La Ingeniero Jefe de Proyecto

Fdo.: María del Pilar de las Heras Gómez  
Ingeniero de Telecomunicación





## **PLIEGO DE CONDICIONES**

Este documento contiene las condiciones legales que guiarán la realización, en este proyecto, de un DISEÑO DE ANTENAS SOBRE GUÍA DE ONDA RANURADA CON CONTROL DE ALIMENTACIÓN MEDIANTE TORNILLOS DE SINTONÍA LATERALES. En lo que sigue, se supondrá que el proyecto ha sido encargado por una empresa cliente a una empresa consultora con la finalidad de realizar dicho sistema. Dicha empresa ha debido desarrollar una línea de investigación con objeto de elaborar el proyecto. Esta línea de investigación, junto con el posterior desarrollo de los programas está amparada por las condiciones particulares del siguiente pliego.

Supuesto que la utilización industrial de los métodos recogidos en el presente proyecto ha sido decidida por parte de la empresa cliente o de otras, la obra a realizar se regulará por las siguientes:

### **Condiciones generales**

1. La modalidad de contratación será el concurso. La adjudicación se hará, por tanto, a la proposición más favorable sin atender exclusivamente al valor económico, dependiendo de las mayores garantías ofrecidas. La empresa que somete el proyecto a concurso se reserva el derecho a declararlo desierto.

2. El montaje y mecanización completa de los equipos que intervengan será realizado totalmente por la empresa licitadora.

3. En la oferta, se hará constar el precio total por el que se compromete a realizar la obra y el tanto por ciento de baja que supone este precio en relación con un importe límite si este se hubiera fijado.

4. La obra se realizará bajo la dirección técnica de un Ingeniero Superior de Telecomunicación, auxiliado por el número de Ingenieros Técnicos y Programadores que se estime preciso para el desarrollo de la misma.

5. Aparte del Ingeniero Director, el contratista tendrá derecho a contratar al resto del personal, pudiendo ceder esta prerrogativa a favor del Ingeniero Director, quien no estará obligado a aceptarla.

6. El contratista tiene derecho a sacar copias a su costa de los planos, pliego de condiciones y presupuestos. El Ingeniero autor del proyecto autorizará con su firma las copias solicitadas por el contratista después de confrontarlas.

7. Se abonará al contratista la obra que realmente ejecute con sujeción al proyecto que sirvió de base para la contratación, a las modificaciones autorizadas por la superioridad o a las órdenes que con arreglo a sus facultades le hayan comunicado por escrito al Ingeniero Director de obras siempre que dicha obra se haya ajustado a los preceptos de los pliegos de condiciones, con arreglo a los cuales, se harán las modificaciones y la valoración de las diversas unidades sin que el importe total pueda exceder de los presupuestos aprobados. Por consiguiente, el número de unidades que se consignan en el proyecto o en el presupuesto, no podrá servirle de fundamento para entablar reclamaciones de ninguna clase, salvo en los casos de rescisión.

8. Tanto en las certificaciones de obras como en la liquidación final, se abonarán los trabajos realizados por el contratista a los precios de ejecución material que figuran en el presupuesto para cada unidad de la obra.

9. Si excepcionalmente se hubiera ejecutado algún trabajo que no se ajustase a las condiciones de la contrata pero que sin embargo es admisible a juicio del Ingeniero Director de obras, se dará conocimiento a la Dirección, proponiendo a la vez la rebaja de precios que el Ingeniero estime justa y si la Dirección resolviera aceptar la obra, quedará el contratista obligado a conformarse con la rebaja acordada.

10. Cuando se juzgue necesario emplear materiales o ejecutar obras que no figuren en el presupuesto de la contrata, se evaluará su importe a los precios asignados a otras obras o materiales análogos si los hubiere y cuando no, se discutirán entre el Ingeniero Director y el contratista, sometiéndolos a la aprobación de la Dirección. Los nuevos precios convenidos por uno u otro procedimiento, se sujetarán siempre al establecido en el punto anterior.

11. Cuando el contratista, con autorización del Ingeniero Director de obras, emplee materiales de calidad más elevada o de mayores dimensiones de lo estipulado en el proyecto, o sustituya una clase de fabricación por otra que tenga asignado mayor precio o ejecute con mayores dimensiones cualquier otra parte de las obras, o en general, introduzca en ellas cualquier modificación que sea beneficiosa a juicio del Ingeniero Director de obras, no tendrá derecho sin embargo, sino a lo que le correspondería si hubiera realizado la obra con estricta sujeción a lo proyectado y contratado.

12. Las cantidades calculadas para obras accesorias, aunque figuren por partidaalzada en el presupuesto final (general), no serán abonadas sino a los precios de la contrata, según las condiciones de la misma y los proyectos particulares que para ellas se formen, o en su defecto, por lo que resulte de su medición final.

13. El contratista queda obligado a abonar al Ingeniero autor del proyecto y director de obras así como a los Ingenieros Técnicos, el importe de sus respectivos honorarios facultativos por formación del proyecto, dirección técnica y administración en su caso, con arreglo a las tarifas y honorarios vigentes.

14. Concluida la ejecución de la obra, será reconocida por el Ingeniero Director que a tal efecto designe la empresa.

15. La garantía definitiva será del 4% del presupuesto y la provisional del 2%.

16. La forma de pago será por certificaciones mensuales de la obra ejecutada, de acuerdo con los precios del presupuesto, deducida la baja si la hubiera.

17. La fecha de comienzo de las obras será a partir de los 15 días naturales del replanteo oficial de las mismas y la definitiva, al año de haber ejecutado la provisional, procediéndose si no existe reclamación alguna, a la reclamación de la fianza.

18. Si el contratista al efectuar el replanteo, observase algún error en el proyecto, deberá comunicarlo en el plazo de quince días al Ingeniero Director de obras, pues transcurrido ese plazo será responsable de la exactitud del proyecto.

19. El contratista está obligado a designar una persona responsable que se entenderá con el Ingeniero Director de obras, o con el delegado que éste designe, para todo relacionado con ella. Al ser el Ingeniero Director de obras el que interpreta el proyecto, el contratista deberá consultarle cualquier duda que surja en su realización.

20. Durante la realización de la obra, se girarán visitas de inspección por personal facultativo de la empresa cliente, para hacer las comprobaciones que se crean oportunas. Es obligación del

contratista, la conservación de la obra ya ejecutada hasta la recepción de la misma, por lo que el deterioro parcial o total de ella, aunque sea por agentes atmosféricos u otras causas, deberá ser reparado o reconstruido por su cuenta.

21. El contratista, deberá realizar la obra en el plazo mencionado a partir de la fecha del contrato, incurriendo en multa, por retraso de la ejecución siempre que éste no sea debido a causas de fuerza mayor. A la terminación de la obra, se hará una recepción provisional previo reconocimiento y examen por la dirección técnica, el depositario de efectos, el interventor y el jefe de servicio o un representante, estampando su conformidad el contratista.

22. Hecha la recepción provisional, se certificará al contratista el resto de la obra, reservándose la administración el importe de los gastos de conservación de la misma hasta su recepción definitiva y la fianza durante el tiempo señalado como plazo de garantía. La recepción definitiva se hará en las mismas condiciones que la provisional, extendiéndose el acta correspondiente. El Director Técnico propondrá a la Junta Económica la devolución de la fianza al contratista de acuerdo con las condiciones económicas legales establecidas.

23. Las tarifas para la determinación de honorarios, reguladas por orden de la Presidencia del Gobierno el 19 de Octubre de 1961, se aplicarán sobre el denominado en la actualidad "Presupuesto de Ejecución de Contrata" y anteriormente llamado "Presupuesto de Ejecución Material" que hoy designa otro concepto.

### **Condiciones particulares**

La empresa consultora, que ha desarrollado el presente proyecto, lo entregará a la empresa cliente bajo las condiciones generales ya formuladas, debiendo añadirse las siguientes condiciones particulares:

1. La propiedad intelectual de los procesos descritos y analizados en el presente trabajo, pertenece por entero a la empresa consultora representada por el Ingeniero Director del Proyecto.

2. La empresa consultora se reserva el derecho a la utilización total o parcial de los resultados de la investigación realizada para desarrollar el siguiente proyecto, bien para su publicación o bien para su uso en trabajos o proyectos posteriores, para la misma empresa cliente o para otra.

3. Cualquier tipo de reproducción aparte de las reseñadas en las condiciones generales, bien sea para uso particular de la empresa cliente, o para cualquier otra aplicación, contará con autorización expresa y por escrito del Ingeniero Director del Proyecto, que actuará en representación de la empresa consultora.

4. En la autorización se ha de hacer constar la aplicación a que se destinan sus reproducciones así como su cantidad.

5. En todas las reproducciones se indicará su procedencia, explicitando el nombre del proyecto, nombre del Ingeniero Director y de la empresa consultora.

6. Si el proyecto pasa la etapa de desarrollo, cualquier modificación que se realice sobre él, deberá ser notificada al Ingeniero Director del Proyecto y a criterio de éste, la empresa consultora decidirá aceptar o no la modificación propuesta.

7. Si la modificación se acepta, la empresa consultora se hará responsable al mismo nivel que el proyecto inicial del que resulta el añadirla.

8. Si la modificación no es aceptada, por el contrario, la empresa consultora declinará toda responsabilidad que se derive de la aplicación o influencia de la misma.

9. Si la empresa cliente decide desarrollar industrialmente uno o varios productos en los que resulte parcial o totalmente aplicable el estudio de este proyecto, deberá comunicarlo a la empresa consultora.

10. La empresa consultora no se responsabiliza de los efectos laterales que se puedan producir en el momento en que se utilice la herramienta objeto del presente proyecto para la realización de otras aplicaciones.

11. La empresa consultora tendrá prioridad respecto a otras en la elaboración de los proyectos auxiliares que fuese necesario desarrollar para dicha aplicación industrial, siempre que no haga explícita renuncia a este hecho. En este caso, deberá autorizar expresamente los proyectos presentados por otros.

12. El Ingeniero Director del presente proyecto, será el responsable de la dirección de la aplicación industrial siempre que la empresa consultora lo estime oportuno. En caso contrario, la persona designada deberá contar con la autorización del mismo, quien delegará en él las responsabilidades que ostente.